Etude et construction d'un appareil destiné au test, reconditionnement (régénération) et à l'apparentement ("matched pair of tubes") des tubes électroniques de puissance (GU74B-4CX800A)

Studie en constructie van een toestel bestemd voor het testen, regenereren en matchen van hoogvermogenbuizen (GU74B-4XC800A)

(deel/partie 1)

Par/door ON4LAJ - Vertaald door ON7WF, ON4LP

Le présent article (qui sera publié en plusieurs parties) poursuit différents buts, à savoir:

- *rappeler et/ou expliquer pourquoi il est nécessaire de reconditionner (régénérer) les tubes de puissance qui n'ont plus été utilisés depuis longtemps (plusieurs années voire plusieurs dizaines d'années).*
- *d'exposer comment procéder pour d'une part reconditionner (régénérer) le tube, et pour d'autre par, tracer (manuellement) un graphique qui, par comparaison (de tube en tube) permettra de réaliser l'apparentement des tubes ("matched pair of tubes").*
- *de présenter la construction d'un appareil "home made" destiné à réaliser les opérations décrites ci avant.*

L'appareil "home made"

L'appareil "home made" (**figure 1**) chargé de tester, reconditionner (régénérer) et de permettre le tracé de la caractéristique Va-Vg1 du tube se compose de 3 modules à savoir:

- le module "alimentation HT" (de 200 à 3000 VDC sous 2 A en continu) (**figure 2**)
- le module "alimentation filament, grille de commande G1, grille d'écran G2" (**figure 3**)
- le module qui supporte le tube à reconditionner ainsi que le ventilateur de refroidissement du tube (**figure 4**)

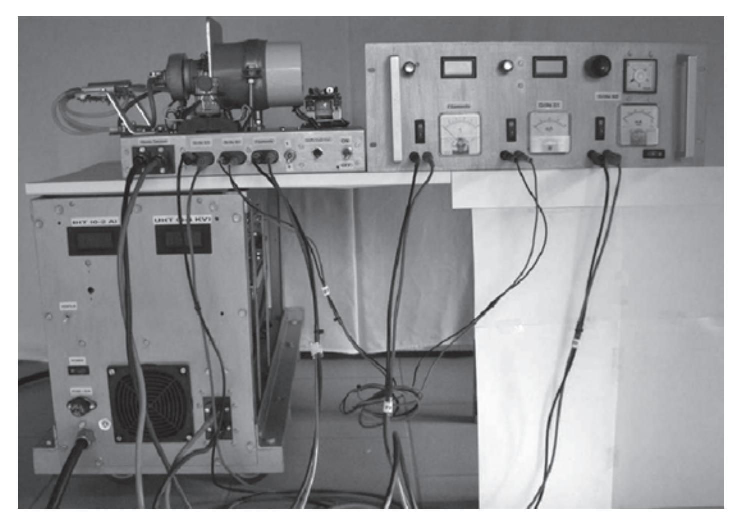


Figure. 1. Le banc de test du GU74B

Figuur 1. De GU74B testbank

Dit artikel (dat in meerdere delen zal verschijnen) beoogt meerdere zaken:

- *duidelijk maken waarom regeneratie van vermogenbuizen die lange tijd (enkele tot tientallen jaren) niet werden gebruikt, noodzakelijk is*
- *de werkwijze uiteenzetten voor het herconditioneren en het opnemen van de karakteristiek voor het matchen van buizen*
- *een zelfbouwapparaat beschrijven waarmee men het bovenstaande kan realiseren*

Het zelfbouwapparaat

Het toestel (**figuur 1**) dat toelaat om de buis te testen, te regenereren en de Va-Vg1 karakteristiek op te stellen, bestaat uit drie modules:

- de hoogspanningsvoeding (200 tot 3000 VDC bij 2 A continu) (**figuur 2**)
- de voeding voor de gloeispanning, G1 stuurrooster en G2 schermrooster (**figuur 3**)
- het chassis met buisvoet en ventilator voor de koeling (**figuur 4**)

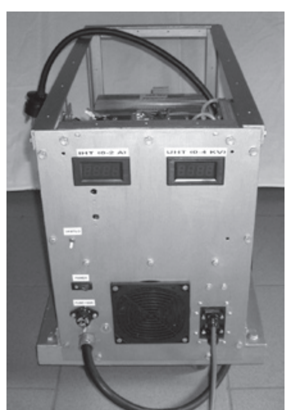


Figure 2. L'alimentation HT (4 kV 2A)

Figuur 2. De hoogspanningsvoeding (4 kV 2A)

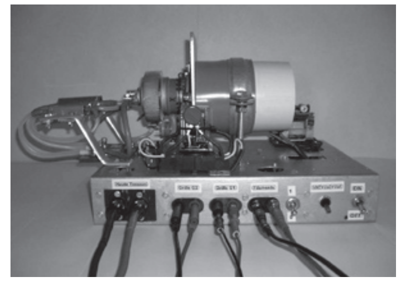


Figure 4. Le chassis qui supporte le GU74B à reconditionner et à tester

Figuur 4. Het chassis dat de te testen en generen GU74B ondersteunt

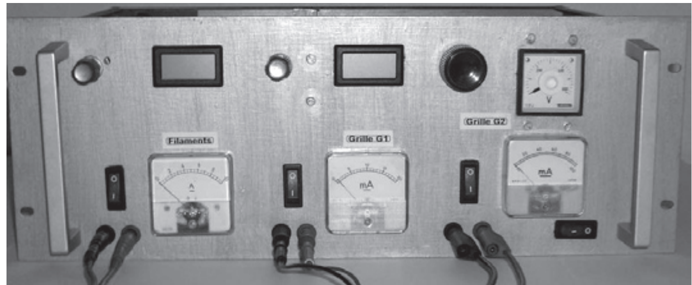


Figure 3. L'alimentation du filament et des grilles G1 et G2

Figuur 3. Gloei- en roosterspanningsvoeding (G1 en G2)

Le choix d'un tube électronique de puissance

La mise en exploitation (par l'amateur) d'un tube électronique de puissance pose le délicat problème du choix entre:

- soit un tube neuf et moderne (par exemple un tube EIMAC)
- soit une tube de récupération tel qu'un tube NOS (New Old Stock) c'est-à-dire un tube déclassé (surplus militaire par exemple) mais jamais utilisé

On constatera que:

- le tube neuf et moderne sera coûteux, facile à trouver (même apparenté) et sera garanti par le constructeur
- le tube NOS sera bon marché, parfois difficile à trouver (surtout si plusieurs tubes doivent être apparentés), n'offrira (en principe) aucune garantie quand à son état (le tube est-il réellement un tube non utilisé ou a-t-il été beaucoup utilisé?)

Actuellement, plusieurs constructeurs de PA (Power Amplifier) utilisent des tubes NOS (tels que le GU74B-4CX800A). Nous citerons ALPHA (ampli ALPHA99), ACOM (ampli ACOM1000 et 2000), EMTRON (les ampli EMTRON DX-1, DX-2, …), … Certains de ces PA utilisent une paire de tubes apparentés ("matched pair of tubes").

Le tube électronique de puissance GU74B (4CX800A)

Entre 1980 et 1992, l'armée russe construit la tétrode de puissance GU74B dont les caractéristiques principales (fonctionnement en classe AB1) sont les suivantes:

- Tension de filament (cathode "oxide coated" à chauffage indirect): Vfil (CA ou DC) de 12,6 V (de 11,9 à 13,3 V)
- Courant de filament: Ifil de 3,6 A (de 3,3 à 3,9 A)
- Tension de grille de commande Vg1 de l'ordre de – 30 VDC
- Tension de grille d'écran Vg2 de 300 VDC
- Tension d'anode Va de 2 kVDC
- Courant d'anode Ia de 0,5A
- Courant de grille d'écran Ig2 de 20 mA
- Puissance à l'anode Pa de 600 W
- Puissance à la grille d'écran Pg2 de 15 W
- Puissance à la grille de commande Pg1 de 2 W
- Fréquence maximum de 250 MHz
- Ventilation forcée de 30 m^3/h (à la température de 25 °C)
- Temps de chauffage de la cathode de 150 secondes

En 1992, l'armée russe ayant décidé d'arrêter la fabrication du GU74B, la société russe SVETLANA (Saint-Petersbourg) décide de construire un tube 4CX800A qui serait l'équivalent du GU74B. Les procédés de fabrication ainsi que les matériaux utilisés étant plus modernes (que ceux utilisés par l'armée russe) on constate qu'il est possible d'exploiter le 4CX800A au-delà des caractéristiques du GU74B. C'est ainsi que certains utilisateurs de tubes 4CX800A (notamment certains fabricants de PA HF) exploitent le 4CX800A avec des caractéristiques plus élevées (que celles prévues à l'origine par le GU74B) à savoir:

- Va de 2.500 V (plutôt que 2000 V)
- VUg2 de 350 V (plutôt que 300 V)
- Ia de 0,8A (plutôt que 0,5A)
- Pa de 800 W (plutôt que 600 W)
- …

Après l'arrêt de la fabrication, le tube 4CX800A étant devenu difficile – voir impossible - à trouver, les utilisateurs se rabattent sur le tube GU74B qui est mis en vente en tant que matériel déclassé (surplus militaire) et ce sous la forme de NOS (New Old Stock) c'est-à-dire sous la forme d'un tube déclassé mais jamais utilisé.

Le degré de vide qui règne dans un tube électronique

Rappel: le tube électronique (triode, tétrode, …) est constitué d'éléments (le filament, la cathode, les grilles, l'anode) qui sont placés dans une enveloppe (verre, métal, céramique, …) dans laquelle règne **le vide**. Dans ces conditions de vide, les éléments du tube (bien que placés très près les uns des autres) supportent sans problème des tensions importantes

De keuze van een elektronische vermogenbuis

De ingebruikname van een vermogenbuis plaatst de radioamateur voor een moeilijke beslissing. Hij moet kiezen tussen:

- een nieuwe en moderne buis (bijvoorbeeld een EIMAC-buis)
- een recuperatiebuis zoals een NOS-buis (New Old Stock): gedeclasseerd (als militair surplusmateriaal bijvoorbeeld), maar nooit gebruikt

Daarbij stelt hij vast dat:

- de nieuwe, moderne buis duur is, maar makkelijk te vinden (zelfs matched) en met fabriekswaarborg
- de NOS-buis goedkoop is, soms moeilijk te vinden (vooral matched exemplaren) en in de regel zonder waarborg over de staat (werd de buis nooit of veelvuldig gebruikt?)

Verschillende PA-fabrikanten (Power Amplifier) gebruiken thans NOS-buizen zoals GU74B-4CX800A: ALPHA (ALPHA99 PA), ACOM (ACOM1000 en 2000), EMTRON (EMTRON DX1, DX-2,…)…

De vermogenbuis GU74B (4CX800A)

Het Russische leger vervaardigde tussen 1980 en 1992 de vermogentetrode GU74B met als voornaamste karakteristieken (werking in klasse AB1):

- gloeispanning (indirect verhitte "oxide coated" kathode) Vfil (AC of DC): 12,6 V (11,9 tot 13,3 V)
- gloeistroom Ifil: 3,6 A (3,3 tot 3,9 A)
- stuurroosterspanning Vg1: in de orde van –30 VDC
- schermroosterspanning Vg2: 300 VDC
- anodespanning Va: 2 kVDC
- anodestroom Ia: 0,5 A
- schermroosterstroom Ig2: 20 mA
- vermogen aan de anode Pa: 600 W
- vermogen aan het schermrooster Pg2: 15 W
- vermogen aan het stuurrooster Pg1: 2 W
- maximumfrequentie: 250 MHz
- geforceerde koeling: 30 m^3/h (bij 25 °C)
- opwarmtijd van de kathode: 150 seconden

Na de beslissing van het Russische leger om in 1992 de productie van de GU74B te stoppen, besloot het Russische bedrijf SVETLANA (Sint-Petersburg) om de 4CX800A te vervaardigen als equivalent voor de GU74B. Door de modernere productiemethodes en het aanwenden van bijdetijdse materialen (vergeleken met die van het leger), blijkt de 4CX800A aan hogere eisen te voldoen dan de GU74B. Om deze reden namen sommige gebruikers (meer bepaald sommige HF PA fabrikanten) de 4CX800A in bedrijf met hogere karakteristieken dan de oorspronkelijke GU74B-karakteristieken:

- Va: 2500 V (eerder dan 2000 V)
- VUg2: 350 V (eerder dan 300 V)
- Ia: 0,8 A (eerder dan 0,5 A)
- Pa: 800 W (eerder dan 600 W)
- …

Omdat de 4CX800A praktisch moeilijk tot zelfs onmogelijk te vinden is, gaan de gebruikers op jacht naar de oudere GU74B die als gedeklasseerd legersurplusmateriaal wordt verkocht onder de noemer NOS (New Old Stock): gedeklasseerd en ongebruikt.



Fig. 5. Le tube GU74B (4CX800A)

Fig. 5. De GU74B (4CX800A) buis



Fig. 6. Brochage du GU74B

Fig. 6. Aansluitpennen van de GU74B

(par exemple 2 kV sur l'anode, 400 V sur la grille écran, …) et cela car ils sont entourés par le vide.

Dans le cas d'un tube non utilisé depuis longtemps (plusieurs années – voire plusieurs dizaines d'années), **on constate que le vide n'est plus parfait.** En effet, sachant que les éléments métalliques (tungstène, thorium, strontium, …) qui constituent le tube ne sont pas purs à 100%, on constate que des réactions chimiques (entre les impuretés et les éléments qui les contiennent) seront à l'origine de la création de molécules gazeuses. Les atomes étrangers réagissent chimiquement et créent diverses molécules gazeuses qui, petit à petit, tendent à remplacer le vide (qui est nécessaire pour assurer le fonctionnement normal du tube). Chaque molécule de gaz qui se crée diminue le degré de vide; le vide est altéré car il est partiellement remplacé par diverses molécules gazeuses.

Le "flashover"

Si le vide n'est pas parfait, l'application d'une haute tension (principalement à l'anode) peut provoquer l'apparition d'un arc électrique ("flashover") entre les composants situés à l'intérieur du tube (arc entre l'anode et une grille) et/ou à l'extérieur du tube (arc entre un élément du tube et les composants de l'alimentation haute tension). De plus, ces arcs électriques ("flashover") qui ionisent les molécules gazeuses, créent des ions positifs qui se dirigeront vers la cathode: il y a bombardement de la cathode.

On peut donc dire que le "flashover" peut endommager – voire détruire - le tube et/ou les circuits d'alimentation (de l'anode, de la grille écran, …). Pour éviter les dégâts provoqués par un éventuel "flashover", il faut, d'une part protéger le tube et ses circuits d'alimentation, et d'autre part s'assurer que le tube utilisé présente un degré de vide parfait.

Pour protéger le tube et ses circuits d'alimentation contre le "flashover", il est conseillé:

- d'ajouter un "varistor" (MOV: "Metal Oxide Varistor", VDR: "Volt Dependent Resistor") en parallèle sur le circuit à protéger. Lors de l'apparition d'un "flashover", le "varistor" présentera – en un temps très court- une très grande résistance. On notera cependant qu'un "varistor" soumis à de nombreux "flashover" peut être détruit.
- d'ajouter un "tube à gaz" (GTA: "Gas Tube Arrester", GDT "Gas Discharge Tube") en parallèle sur l'élément à protéger. Lors de l'apparition d'un "flashover" le "tube à gaz" s'ionise rapidement et court-circuite l'élément à protéger.
- d'ajouter (généralement dans l'alimentation haute tension de l'anode) une résistance série (de quelques dizaines d'ohms et de puissance convenable) qui en cas de "flashover" limitera le courant de court-circuit.

De luchtledigheidsgraad in een elektronische buis

Ter opfrissing: de elektronische buis (triode, tetrode,…) bestaat uit elementen (gloeidraad, kathode, roosters, anode) in een omringende behuizing (glas, metaal, keramiek, …). Binnen de behuizing heerst een vacuüm, waardoor de elementen (hoewel heel dicht bij elkaar opgesteld) probleemloos hoge spanningen (2 kV op de anode, 400 V op het schermrooster) verdragen.

Als een buis gedurende lange tijd (van enkele jaren tot tientallen jaren) niet is gebruikt, stel men vast dat het vacuüm niet meer volmaakt is. Door de onzuiverheid van metaalelementen (tungsteen, thorium, strontium, …) ontstaan er chemische reacties tussen de onzuiverheden en de elementen die ze bevatten, waardoor gasmoleculen worden gevormd die de plaats innemen van het vacuüm.

Overslag ("flashover")

Wanneer het vacuüm onvolmaakt is, kan het aanleggen van een hoge spanning (hoofdzakelijk aan de anode) een vonkenboog ("flashover") veroorzaken tussen inwendige elementen (tussen de anode en een rooster) en/of uitwendige elementen (tussen een buiselement en onderdelen van de hoogspanningsvoeding). Bovendien ioniseren dergelijke vonkenbogen de gasmoleculen en bombarderen de positieve ionen de kathode.

We mogen dus stellen dat een overslag de buis en/of de voedingsschakeling kan beschadigen, ja zelfs vernietigen. Om de beschadigingen veroorzaakt door een eventuele flashover te voorkomen, moet men de buis en haar voeding beschermen alsmede zich ervan vergewissen dat de gebruikte buis volledig luchtledig is.

Om de buis en zijn voeding tegen overslag te beschermen, is het aan te raden:

- een "varistor" (MOV: "Metal Oxide Varistor", VDR: "Voltage Dependent Resistor") parallel over de te beschermen schakeling te plaatsen. De varistor zal bij het optreden van een flashover, binnen een zeer korte tijd, een grote weerstand bieden. Merk echter op dat een varistor die veelvuldig is blootgesteld aan flashovers, vernietigd kan geraken.
- een "gasontladingsbuis" (GTA: "Gas Tube Arrester", GDT "Gas Discharge Tube") parallel over het te beschermen element plaatsen. Bij het optreden van een flashover ioniseert de gasbuis snel en sluit het te beschermen onderdeel kort.
- een weerstand (enkele tientallen ohms en met voldoende vermogen) in serie plaatsen (over het algemeen in de hoogspanningsvoeding van de anode), die in geval van flashover de kortsluitstroom begrenst.

Studie en constructie van een toestel bestemd voor het testen, regenereren en matchen van hoogvermogenbuizen (GU74B-4XC800A)

Etude et construction d’un appareil destiné au test, reconditionnement (régénération) et à l’apparentement (“matched pair of tubes”) des tubes électroniques de puissance (GU74B-4CX800A)

(partie/deel 2)

Door/par ON4LAJ - Vertaald door ON5EX, ON4LP

Het herconditioneren (regenereren) van een elektronenbuis

In wat voorafging hebben we gezien dat het vacuüm vermindert in een elektronenbuis die geruime tijd ongebruikt blijft, waardoor overslag kan optreden die op zijn beurt de buis en/of de voedingsschakelingen beschadigt of zelfs vernietigt.
Herconditioneren (regenereren) is hier noodzakelijk.
De regeneratiemethoden beogen in hoofdzaak het verhogen van de luchtledigheid in de buis.

Getters

Om het gedeeltelijk verloren vacuüm in de buis te herstellen, maakt de fabrikant gebruik van een ‘getter’: een ‘gasvanger’ die tijdens het fabricageproces wordt aangebracht met als taak chemisch te reageren met de gasmoleculen en ze te neutraliseren, en op die manier de luchtledige omgeving te herstellen.
De chemische samenstelling van de getter (legeringen van barium, zirkonium, titaan,…) wordt bepaald in functie van de samenstellende materialen van de buis. Gespecialiseerde bedrijven onderzoeken en bepalen de juiste samenstelling van een getter tijdens de fabricatie. De getter moet worden verhit om hem te activeren. In het geval van een keramische of metaal-keramische behuizing (zoals bij de GU47B) bevindt de getter zich in de nabijheid van de kathode.

De kathode

Het belangrijkste element van een elektronenbuis is de kathode die elektronen uitstuurt, waarvan het traject (naar de anode) wordt beïnvloed door het stuurrooster en het schermrooster. De levensduur van een elektronenbuis wordt bepaald door de levensduur van de kathode. De levensduur van de kathode wordt bepaald door de temperatuur van de kathode, de luchtledigheidsgraad binnen de buis en de zuiverheid van de materialen waaruit de kathode is samengesteld.

Theoretisch bestaan er twee belangrijke typen kathoden: de ‘thoriated filament’ kathode en de ‘oxide coated’ kathode. De kathode kan eenvoudigweg bestaan uit een gloeidraad, die bij verhitting elektronen uitstuurt. In dit geval is de gloeidraad de kathode en heeft men het over ‘directe verhitting’. De kathode kan ook bestaan uit een metalen cilinder (van nikkel, bijvoorbeeld) bedekt met metaaloxiden en waarin een gloeidraad is geplaatst. In dit geval verhit de gloeidraad de kathode die elektronen uitstuurt. Hier gaat het om ‘indirecte verhitting’.

De ‘thoriated filament’ kathode
De (direct verhitte) kathode is een gloeidraad (samengesteld uit tungsten en thorium) die wordt verhit tot circa 2400 °C. Deze soort kathode biedt een zeer lange levensduur, weerstaat goed aan flashovers en wordt hoofdzakelijk toegepast in buizen voor zeer hoog vermogen.

Le reconditionnement (la régénération) d’un tube

Nous avons vu précédemment que le tube électronique non utilisé depuis longtemps présentait un vide partiel qui était à l’origine des “flashovers”; ceux-ci étant à l’origine de l’endommagement - voire de la destruction - du tube et/ou de ses circuits d’alimentation. Nous pouvons donc en conclure que dans le cas d’un tube électronique non utilisé depuis longtemps, le vide doit être reconstitué; il est donc nécessaire de reconditionner (de régénérer) le tube. Les méthodes de reconditionnement (régénération) auront pour but principal d’augmenter le degré de vide dans le tube.

Le “getter”

Pour reconstituer le vide (qui a été partiellement perdu dans le tube) le constructeur du tube exploite la notion de “getter”.
Le “getter” est un “piège à gaz” qui est ajouté dans le tube (lors de sa fabrication) et qui est chargé de réagir chimiquement avec les molécules gazeuses pour les neutraliser et ce dans le but de reconstituer le vide dans le tube. La composition chimique du “getter” (alliages de baryum, zirconium, titane, …) est directement fonction de la nature des matériaux qui composent le tube. Des sociétés spécialisées (dans la conception des “getters”) étudient et mettent au point le “getter” à utiliser lors de la fabrication du tube. Pour rendre le “getter” actif, il faut le chauffer. Dans le cas d’un tube avec une enveloppe “céramique” ou “métal-céramique” (tel que le GU74B), le “getter” est situé à proximité de la cathode.

La cathode

L’élément le plus important dans un tube électronique est la cathode dont le rôle est d’émettre des électrons dont le trajet (vers l’anode) sera influencé par les grilles de commande et d’écran. En effet, la durée de vie d’un tube électronique est déterminée par la durée de vie de la cathode; la durée de vie de celle-ci étant déterminée par la température de la cathode, le degré de vide dans le tube et la pureté des matériaux qui constituent la cathode.

En théorie, il existe 2 grands types de cathodes: la cathode “thoriated filament” et la cathode “oxide coated”. La cathode peut être constituée simplement d’un filament qui, chauffé, émettra les électrons. Dans ce cas, le filament sert de cathode et le chauffage de la cathode est dit à “chauffage direct”. La cathode peut aussi être constituée d’un tube métallique (en nickel par exemple) recouvert d’oxydes métalliques et dans lequel est placé un filament. Dans ce cas, le filament chauffe la cathode qui émet les électrons; le chauffage de la cathode est dit à “chauffage indirect”.

La cathode “thoriated filament”
La cathode (à chauffage direct) est un filament (composé de tungstène et de thorium) qui est chauffé à plus ou moins 2400 °C. Ce type de cathode présente une durée de vie très longue, résiste bien aux “flashovers” et est principalement utilisé dans le cas d’un tube à très grande puissance.

De gloeidraad of de 'oxide coated' kathode

De gloeidraad (directe verhitting) of de kathode (indirecte verhitting) is bedekt met een mengsel van metaaloxiden (barium, strontium, …) dat wordt verhit tot ongeveer 1000 °C. We stellen vast dat:

- de gebruikte metaaloxiden uitstekende elektronenkanonnen vormen
- dit soort kathode hoofdzakelijk wordt toegepast in elektronenbuizen voor gemiddeld vermogen
- de kathode beschadigd of gehavend kan worden door een ionenbombardement. Bij een matig vacuüm kan het aanleggen van de hoogspanning een flashover veroorzaken die de gasmoleculen ioniseert. Hierdoor ontstaan (positieve) ionen die zich naar de kathode begeven en ze bombarderen.
- de levensduur van een 'oxide coated' kathode korter is dan deze van een 'thoriated filament' kathode, als gevolg van de onzuiverheden binnen de buis (bijvoorbeeld van nikkel) die de kathode vormt.

Verhitting van de kathode van een GU74B die lange tijd buiten gebruik is

De GU74B heeft een 'oxide coated', indirect verhitte kathode. De weerstand van de gloeidraad in '**koude**' toestand is kleiner dan de weerstand bij de normale werkingstemperatuur. Bij het aanleggen van Vfil kan Ifil pieken tot twee- à vijfmaal de normale bedrijfswaarde.

Wanneer men aan de GU74B in 'koude' toestand een Vfil van 12,6 V (AC of DC) aanlegt, kan de piekwaarde oplopen tot 9 A (in de plaats van 3,6 A in 'warme' toestand).

Als de gloeidraad (van een langdurig ongebruikte GU47B) **voor het eerst** wordt verhit, is het belangrijk dat hij **langzaam** zijn uiteindelijke bedrijfstemperatuur bereikt. Het is aangewezen om:

- eerst een lage Vfil (enkele volt) aan te leggen, zodat enerzijds, de piekwaarde van Ifil beperkt blijft, en anderzijds, de gloeidraad een bepaalde temperatuur kan bereiken

- daarna geleidelijk Vfil te verhogen (met intervallen van enkele minuten tot enkele uren) tot de waarde opgegeven door de fabrikant (in dit geval moet Ifil de door de fabrikant opgegeven waarde benaderen)

Zelf:
- plaats ik een weerstand in serie met de gloeidraad; na enkele minuten wordt deze weerstand (handmatig) kortgesloten

- verhoog ik Vfil met intervallen van enkele tientallen minuten tot de fabriekswaarde is bereikt (Vfil 12,6 V AC of DC bij Ifil 3,6 A)

- voorbeelden:
  - o Vfil 3 V gedurende 1 uur
  - o Vfil 5 V gedurende 1 uur
  - o Vfil 7,5 V gedurende 1 uur
  - o Vfil 10 V gedurende 1 uur
  - o Vfil 12,5 V (de nominale Vfil-waarde) gedurende 12 uren

Opmerking: de buis moet tijdens dit kathode verhittingsproces **op normale wijze worden luchtgekoeld**.

Regels voor het herconditioneren (regenereren) van een buis via zijn "getter"

Ter herinnering:
- een buis die geruime tijd ongebruikt is gebleven, vertoont een onvolmaakt vacuüm door het ontstaan van diverse gasmoleculen als gevolg van chemische reacties tussen de buiselementen en onzuiverheden in deze elementen
- onder deze omstandigheden bestaat het risico dat de inwerkingstelling van de buis bij standaardspanningen (anodespanning, roosterspanning, enz.) gepaard gaat met vonkbogen ('flashover') tussen de buiselemen-

Le filament ou la cathode "oxide coated"

Le filament (chauffage direct) ou la cathode (chauffage indirect) est recouvert d'un mélange d'oxydes métalliques (baryum, strontium, …) qui est chauffé à plus ou moins 1000 °Celcius. On constatera que:
- les oxydes métalliques utilisés sont de très bons émetteurs d'électrons
- ce type de cathode est principalement utilisé dans le cas d'un tube électronique de moyenne puissance
- la cathode peut être endommagée – voire détériorée - par un bombardement ionique. Si le degré de vide est médiocre, l'application de la HT peut provoquer un "flashover" qui, en ionisant les molécules de gaz, provoquera l'apparition d'ions (positifs) qui, en se dirigeant vers la cathode, bombarderont la cathode
- la durée de vie d'une cathode "oxide coated" est inférieure (à celle présentée par les tubes "thoriated filament") et ce à cause des impuretés qui existent dans le tube (en nickel par exemple) qui constitue la cathode

Le chauffage de la cathode d'un tube électronique GU74B qui n'a pas servi depuis longtemps

Le tube électronique GU74B exploite un "chauffage indirect" d'une cathode du type "oxide coated". Sachant que la résistance **à froid** du filament est plus petite qu'à la température de fonctionnement normal, on constatera que, lors de l'application de la Vfil, le Ifil instantané de pointe peut atteindre une valeur de 2 à 5 fois le Ifil de fonctionnement.

Pour un tube GU74B, si on applique à froid une Vfil de 12,6 V (CA ou CC), le Ifil instantané de pointe peut être de 9 A (au lieu de 3,6 A à chaud).

Lorsque le chauffage du filament est à faire **pour la première fois** (dans le cas d'un tube électronique GU74B qui n'a pas servi depuis longtemps), il est important que le filament puisse atteindre **lentement** sa température finale de fonctionnement. Il est conseillé:
- d'abord, d'appliquer une Vfil réduite (quelques volts) et ce pour permettre, d'une part, de diminuer le Ifil instantané de pointe dans le filament et, d'autre part, pour permettre au filament d'atteindre une certaine température
- ensuite d'augmenter graduellement la Vfil (avec des intervalles de temps de quelques minutes à quelques heures) jusqu'à atteindre la Vfil préconisée par le constructeur (dans ce cas, le Ifil devrait être proche de celui annoncé par le constructeur)

Personnellement:
- j'utilise dans le circuit de chauffage du filament une résistance en série avec le filament; résistance qui sera (manuellement) court-circuitée après quelques minutes
- j'augmente la Vfil périodiquement (quelques dizaines de minutes) pour finalement appliquer la Vfil préconisée par le constructeur (Vfil de 12,6 V CA ou DC pour un Ifil de 3,6 A)
- exemples:
  - o Vfil de 3 V pendant 1 heure
  - o Vfil de 5 V pendant 1 heure
  - o Vfil de 7,5 V pendant 1 heure
  - o Vfil de 10 V pendant 1 heure
  - o Vfil de 12,5V (la Vfil nominale) pendant 12 heures

Remarque: pendant ces opérations de chauffage de la cathode, **le tube doit être normalement ventilé**.

Principes de reconditionnement (régénération) d'un tube à partir de son "getter"

Rappels:
- un tube non utilisé depuis longtemps présente un vide imparfait car diverses molécules gazeuses ont été créées par la réaction chimique entre les composants du tube et les impuretés contenues dans les éléments du tube.
- dans ces conditions, la mise en exploitation du tube sous ses tensions normales de fonctionnement (V d'anode, V de grille, …) présente le risque de la création d'arcs électriques ("flashover") entre les éléments

ten en de voedingsschakelingen; er bestaat een ernstig risico dat de buis vernield wordt en/of dat de voedingsschakelingen beschadigd geraken.

In het geval van een vermogenbuis die geruime tijd ongebruikt bleef is het onontbeerlijk ze te herconditioneren (regenereren) vooraleer de buis in bedrijf te stellen.

Een elektronenbuis met gedeeltelijk verdwenen vacuüm wordt hersteld door de gloeidraad te verhitten zodat de "getter" binnenin de buis in werking treedt en het vacuüm herstelt door eliminatie van ongewenste gasmoleculen.

Praktisch gezien wordt de nominale gloeidraadspanning (12,6 V voor de GU74B-4CX800A) aangelegd zonder andere spanningen (geen anodespanning, geen stuurrooster- en schermroosterspanning) en dit terwijl de buis wordt gekoeld.
De vraag "hoe lang moet de gloeidraad verhit worden" valt moeilijk – zelfs onmogelijk – te beantwoorden. Een ding is zeker: gedurende geruime tijd als het vacuüm in grote mate is afgenomen.

In het geval van een hermetisch afgesloten elektronenbuis is het praktisch onmogelijk om de graad van luchtledigheid te kennen, want er bestaat hiervoor – bij mijn weten – geen enkele meetmethode.

In dergelijke omstandigheden is het – wetenschappelijk gesproken – onmogelijk om de tijd te bepalen die de getter nodig heeft om het vacuüm te herstellen. Niettemin achten wij het verstandig om een verhittingsduur van enkele uren tot enkele dagen aan te bevelen.

Voorbereidende testen

Vergewis u van het volgende vooraleer het regeneratieproces te starten:

- de gloeidraad is niet onderbroken. Meting (koude toestand) van de gloeidraad (met de weerstandsmeter op de laagste schaalwaarde tussen de pennen 3 en 7 van de buis) moet een waarde rond 1,7 Ω aangeven.
- er is geen kortsluiting tussen de verschillende buiselektroden (gloeidraad, kathode, stuurrooster, schermrooster, anode). Deze test – met de ohmmeter tussen de verschillende pennen – mag geen enkele geleiding aantonen.
- Opmerking: in het geval van de GU74B is de kathode verbonden met de pennen 2, 4 en 6.

Deze testen garanderen dat de gloeidraad ononderbroken is en dat de buiselementen (in koude toestand) niet kortgesloten zijn. Het is nochtans geen absolute waarborg. Jammer genoeg kunnen diverse afwijkingen (flashover, kortsluiting) optreden onder de normale bedrijfsomstandigheden (in 'warme' toestand).

Voorbereiding op het in bedrijf stellen en testen van de buis (na het herconditioneren)

Het is de bedoeling om de buis eerst te laten werken met een verminderde anodestroom (bijvoorbeeld 25 mA) en vervolgens met de normale stroom (rekening houdend met het niet te overschrijden anodevermogen – zie verder).

Toe te passen procedure (met gloeidraadopwarming van minstens 150 seconden en koeling)

1. Plaats een 100k weerstand in de anodekring
   a. leg beperkte waarden voor Va en Vg2 aan (bijvoorbeeld: Va 500 V en Vg2 100 V)
   b. leg een waarde Vg1 aan, ver beneden het afsnijpunt (-90 V)
   c. regel Vg1 voor een Ia van circa 25 mA
   d. laat deze opstelling gedurende enkele uren in bedrijf

2. Verhoog Va (tot 1000 V) en Vg2 (tot 200 V)
   a. regel Vg1 bij zodat Ia op 25 mA blijft
   b. laat deze opstelling gedurende enkele uren in bedrijf

du tube et des circuits qui alimentent le tube; il y a un risque sérieux de destruction du tube et/ou d'endommagement des circuits qui alimentent le tube.

Dans le cas d'un tube de puissance non utilisé depuis longtemps, il est impératif de le reconditionner (de le régénérer) et ce avant de le mettre en exploitation.

Pour reconditionner (régénérer) un tube dont le vide à partiellement disparu, il faut chauffer le filament du tube pour que le "getter" (qui est contenu dans le tube) puisse jouer son rôle c'est-à-dire puisse reconstituer le vide (en éliminant les molécules gazeuses indésirables).

Côté pratique, le reconditionnement du tube se fait en chauffant le filament du tube à ses valeurs nominales (12,6 V pour un tube GU74B-4CX800A) sans appliquer les autres tensions (pas de tension d'anode, pas de tension de grille de commande et d'écran) et cela tout en ventilant le tube.
La question qui se pose le plus souvent est "combien de temps faut-il chauffer le filament?". La réponse est difficile – voire impossible – à donner. Il est cependant évident que si le vide est fortement dégradé, il faudra chauffer longtemps.

Dans le cas d'un tube électronique hermétiquement scellé, il est pratiquement impossible de connaître l'état du vide car – à ma connaissance – il n'existe aucun moyen pour mesurer le degré de vide dans un tel tube.
Dans ces conditions, il n'est pas possible, scientifiquement parlant, de déterminer le temps nécessaire pour que le "getter" puisse reconstituer le vide; il est cependant judicieux de conseiller de chauffer le filament pendant plusieurs heures – voire plusieurs jours.

Les tests préliminaires au reconditionnement (la régénération) du tube

Avant de procéder au reconditionnement (la régénération) du tube, il est judicieux de s'assurer:
- que le filament n'est pas coupé. La mesure (à froid) de la continuité du filament (qui se fera à l'ohmmètre placé – sur l'échelle la plus basse – entre les broches 3 et 7 du tube) doit afficher une valeur de l'ordre de 1,7 Ω.
- qu'il n'y a pas de court-circuit franc entre les différentes électrodes du tube (filament, cathode, grille de commande, grille d'écran, anode). Le test (qui se fera à l'ohmmètre de broche en broche) ne doit afficher aucune continuité entre les différents éléments.
- Remarque: dans le cas du tube GU74B, la cathode est reliée aux broches 2, 4 et 6.

Ces tests garantissent que le filament n'est pas coupé et qu'il n'y a pas (à froid) de court-circuit franc entre les différents éléments du tube. Cette garantie n'est cependant pas absolue car, placé dans les conditions normales de fonctionnement (à chaud), le tube peut malheureusement présenter diverses anomalies ("flashover", court-circuit, …).

Préparation de la mise en exploitation et test du tube (après régénération du vide)

Le but est de faire fonctionner le tube, d'abord avec un débit anodique réduit (25 mA par exemple), ensuite avec un débit normal (compte tenu de la puissance anodique à ne pas dépasser – voir ultérieurement).

Procédure à appliquer (après avoir chauffé le filament pendant au moins 150 secondes et en ventilant le tube):

1. Placer dans le circuit anodique une résistance de 100k
   a. Appliquer des Va et Vg2 réduites (par exemple Va de 500 V et Vg2 de 100 V)
   b. Appliquer une Vg1 au-delà du cut-off (-90 V)
   c. Ajuster Vg1 pour que le Ia soit de l'ordre de 25 mA
   d. Laisser fonctionner pendant quelques heures

2. Augmenter Va (à 1000 V) et Vg2 (à 200 V)
   a. Ajuster Vg1 pour que le Ia reste à 25 mA
   b. Laisser fonctionner pendant quelques heures
3. Remplacer la résistance anodique de 100k par une résistance de 50k et refaire les opérations 1 et 2

3. Vervang de 100k anodeweerstand door een 50k weerstand en herhaal de procedures 1 en 2
4. Vervang de 50k anodeweerstand door een 1k weerstand en herhaal de procedures 1 en 2
5. Verwijder de 1k anodeweerstand en herneem de procedures 1 en 2
6. Verhoog Va en Vg2 tot hun nominale waarde (Va=2000 V en Vg2=300 V)
   a. regel Vg1 zodat Ia op een beperkte waarde (100 mA bijvoorbeeld) blijft
   b. laat deze opstelling gedurende enkele uren in bedrijf
7. Va en Vg2 op hun nominale waarde laten (Va=2000 V en Vg2=300 V)
   a. Vg1 bijregelen voor een Ia in de buurt van de maximumwaarde van 0,3 A. De maximum Ia laat zich berekenen (zie verder) en mag niet overschreden worden om beneden het maximum toelaatbaar anodevermogen (600 W voor de GU74B) te blijven.
   b. enkele minuten laten werken

Opmerkingen:
- Als er een flashover optreedt tijdens de testfase: teruggaan naar een eerder stadium van de test (de spanningen Va en Vg2 verlagen) en enkele uren zo laten werken
- Enkele aanbevelingen om zich te wapenen tegen de eventuele schade door een flashover:
  - o plaats in de hoogspanningsvoeding een weerstand (enkele tientallen ohm en van behoorlijk vermogen) om de kortsluitstroom te begrenzen
  - o sluit een 'gasbuis' (GTA – Gas Tube Arrester, GDT – Gas Discharge Tube) aan op de roosters g1 en g2, die door de flashover ioniseert en het rooster kortsluit
  - o koppel de capaciteit in de hoogspanningsvoeding tijdelijk los; zij stapelt veel energie op die tijdens de flashover een hoge kortsluitstroom genereert
  - o plaats een smeltveiligheid in serie met de uitgang van de hoogspanningsvoeding
- Alternatief: in de plaats van de anode-, stuurrooster- en schermroosterspanningen één per één bij te sturen, is het makkelijker om met behulp van een 'VARIAC' (regelbare autotrafo), geplaatst tussen het net en de voedingstransformatoren, deze spanningen simultaan te regelen.

In werking stellen en testen van de buis op HF

Alle hiervoor beschreven testen zijn 'statisch' (d.w.z. met gelijkspanning en -stroom). Het zou ideaal zijn om te kunnen verder gaan met 'dynamische' testen, zodat de werking kan worden bekeken bij het aanleggen van een HF-signaal.
Zo zou het bijvoorbeeld mogelijk zijn om de buis (of het buizenpaar) in een HF-versterker te plaatsen (ACOM, ALPHA, …) en de eigenschappen op HF te bepalen.

Samenvattend:
1. *Voorafgaande testen (met de weerstandsmeter):*
   a. zich vergewissen van een ononderbroken gloeidraad
   b. zich vergewissen van de afwezigheid van kortsluiting tussen alle buiselementen
2. *Eerste verhitting van de gloeidraad* (met buiskoeling): de gloeidraad voeden met een verlaagde Vfil en Vfil geleidelijk verhogen tot de nominale waarde (zodat de gloeidraad langzaam de normale bedrijfstemperatuur bereikt).
3. *Herstellen van het vacuüm* binnen de buis (met buiskoeling): de gloeidraad gedurende enkele uren verhitten (zonder g1, g2 en de anode te voeden) bij de nominale Vfil (zodat de getter het vacuüm herstelt door gasmoleculen te elimineren).
4. *In werking stellen / testen van de buis in 'statische' omstandigheden.* Eerst wordt de buis in werking gesteld met een gereduceerde anodestroom door de spanningen (Va, Vg2) te verlagen en/of weerstanden in het anodekring te plaatsen. Daarna wordt alles ingesteld voor de normale anodestroom, steeds rekening houdend met het maximum – niet te overschrijden – anodevermogen (zie verder).
5. *In werking stellen van de buis in 'dynamische' omstandigheden* (d.w.z op HF). De buis wordt in een vermogenversterker (PA) geplaatst en getest middels te versterken HF-signalen aan de ingang van de PA.

4. Remplacer la résistance anodique de 50k par une résistance de 1k et refaire les opérations 1 et 2
5. Enlever la résistance anodique de 1K et refaire les opérations 1 et 2
6. Augmenter Va et Vg2 à leur valeur nominale (Va=2000 V et Vg2=300 V)
   a. Ajuster Vg1 pour que le Ia reste à une valeur réduite (100 mA par exemple)
   b. Laisser fonctionner pendant quelques heures
7. Laisser Va et Vg2 à leur valeur nominale (Va=2000 V et Vg2=300 V)
   a. Ajuster Vg1 pour que le Ia soit à la valeur proche du Ia maximum de 0,3A. Ce Ia maximum (à ne pas dépasser) se calcule (voir ultérieurement) pour ne pas dépasser la puissance anodique maximum (qui est de 600 W pour le GU74B).
   b. Laisser fonctionner pendant quelques minutes

Remarques:
- Si pendant les opérations de test, il y a "flashover", il est conseillé de repasser à une opération antérieure (réduire les tensions Va et Vg2) et de fonctionner ainsi pendant quelques heures.
- Pour se prémunir des dégâts occasionnés par un "flashover":
  - o il est utile de placer en série (dans l'alimentation HT) une résistance (de quelques dizaines d'ohms et de puissance convenable) dans le but de limiter le courant de court-circuit provoqué par le "flashover"
  - o de connecter (aux grilles g1 et g2) un "tube à gaz" (GTA – Gas Tube Arrester, GDT – Gas Discharge Tube) qui en cas de "flashover" s'ionise et court-circuite la grille
  - o de déconnecter temporairement, la capacité placée dans l'alimentation HT car elle représente une grande quantité d'énergie qui (lors du "flashover") générera un courant de court-circuit important
  - o de prévoir un fusible (en série) à la sortie de l'alimentation HT
- Alternative: plutôt que d'ajuster une à une les tensions d'anode, grille de commande et grille d'écran, il est plus facile d'utiliser un "VARIAC" (un autotransformateur ajustable) qui placé avant les alimentations (donc entre le secteur et les transformateurs d'alimentation) permettra d'ajuster simultanément ces tensions

Exploitation et test du tube en HF

Les tests évoqués ci-avant sont des tests "statiques" (c'est-à-dire des tests réalisés à partir de tensions et de courants continus). L'idéal serait de continuer les tests en procédant à des tests "dynamiques" c'est-à-dire en appliquant un signal alternatif (HF) et en surveillant le comportement du tube. Il serait par exemple possible de placer le tube (ou la paire de tubes apparentés) dans un amplificateur HF (PA de ACOM, ALPHA, …) et de surveiller le comportement du tube en HF.

En résumé:
1. *Les tests préliminaires (à l'ohmmètre):*
   a. s'assurer de la continuité du filament
   b. s'assurer qu'il n'y a pas de court-circuit franc entre les différents éléments du tube
2. *La 1ère chauffe du filament du tube* (avec la ventilation du tube active): alimenter le filament à partir d'une Vfil réduite et augmenter graduellement pour atteindre la Vfil normale de fonctionnement (pour que le filament atteigne lentement sa température normale de fonctionnement).
3. *La régénération du vide dans le tube* (avec la ventilation du tube active): chauffer le filament (uniquement le filament – ne pas alimenter les autres éléments: grille g1, grille g2, anode) à la valeur du Vfil nominal pendant plusieurs heures (pour que le "getter" reconstitue le vide en éliminant les molécules de gaz).
4. *La mise en exploitation/test du tube en "statique"*. D'abord, le tube est mis en fonctionnement dans le but de présenter un débit anodique réduit; ceci se faisant en réduisant les tensions (Va, Vg2) et/ou en ajoutant des résistances (dans le circuit d'anode du tube). Ensuite, le tube est mis en fonctionnement pour présenter un débit normal (compte tenu de la puissance anodique maximale à ne pas dépasser – voir ultérieurement).
5. *La mise en exploitation/test du tube en "dynamique"* (c'est-à-dire en HF). Le tube est placé dans un amplificateur de puissance (un PA) et est testé en appliquant (à l'entrée de l'amplificateur HF) des signaux HF à amplifier.

Etude et construction d'un appareil destiné au test, reconditionnement (régénération) et à l'apparentement (" matched pair of tubes ") des tubes électroniques de puissance (GU74B-4CX800A)
Studie en constructie van een toestel bestemd voor het testen, regenereren en matchen van hoogvermogenbuizen (GU74B-4XC800A)

Par/door ON4LAJ - Vertaald door: ON5EX, ON4LP

3ième partie / Deel 3

L'apparentement des tubes ("matched pair of tubes")

La nécessité de réaliser l'apparentement des tubes
Lors de la mise en fabrication d'un type de tube donné (par exemple le GU74B), **les tolérances admises au niveau des procédés de fabrication et de la pureté des matériaux,** font que les tubes fabriqués ne sont pas identiques à 100%. En effet, placés dans les mêmes conditions de fonctionnement, les tubes présenteront des différences. Par exemple, pour les mêmes Va, Vg2 et Vg1, les tubes présenteront des Ia qui seront différents.
Si un montage électronique doit présenter une bonne linéarité (par exemple un amplificateur HF de puissance), il est conseillé d'utiliser un seul élément (un seul tube électronique, un seul transistor) et d'exploiter la partie linéaire de sa courbe caractéristique.
Dans certains cas, il n'est pas possible d'utiliser un seul élément. Par exemple, dans le cas d'un amplificateur HF de grande puissance, il est généralement nécessaire (au point de vue économique) de mettre en œuvre plusieurs tubes (ou transistors) montés en parallèle, en push-pull,

Het paren van buizen ("matched pair of tubes")

De noodzaak om gelijke buizen te zoeken.
Toegestane toleranties op het vlak van fabricatiemethodes en materiaalzuiverheid maken dat exemplaren van een bepaalde buis (bijvoorbeeld de GU74B) niet 100 % identiek zijn. In exact dezelfde bedrijfsomstandigheden vertonen de buizen afwijkingen, zoals een verschillende Ia bij gelijke Va, Vg2 en Vg1.

Als een elektronische opstelling een goede lineariteit moet bezitten (bijvoorbeeld een HF-vermogenversterker), dan is het aan te bevelen om één enkel versterkerelement te gebruiken (1 elektronenbuis, 1 transistor) en het lineaire gedeelte van zijn karakteristiek maximaal te benutten.

In bepaalde gevallen is het uitgesloten om één enkel versterkerelement te gebruiken. Zo zal men in het geval van een HF- hoogvermogenversterker, vanuit economisch standpunt, meerdere buizen (of transistoren) combineren in parallel, push-pull,… Om een aanvaardbare lineariteit

… Pour garantir à l'ensemble une linéarité acceptable, il est impératif d'utiliser des éléments apparentés c'est-à-dire qui présentent des courbes caractéristiques plus ou moins identiques. L'apparentement (des tubes et des transistors) peut être réalisé par le constructeur de l'élément, qui, dans ce cas, propose à la vente (généralement à un prix élevé) des ensembles apparentés (“ matched pairs of tubes ”). Dans le cas d'éléments déclassés (par exemple les NOS des surplus militaires), il est difficile – voire impossible – de trouver des éléments apparentés; l'utilisateur doit (à partir d'un lot d'éléments) tester, comparer et former lui-même les paires d'éléments.

Les principes à mettre en œuvre en vue de l'apparentement des tubes
Pour comparer les tubes entre-eux, il serait fastidieux - compte tenu du grand nombre de paramètres à considérer (Va, Vg1, Vg2) - de faire varier tous les paramètres.

Personnellement je préconise de comparer les tubes en les plaçant dans les conditions de fonctionnement nominales (en classe AB1); à savoir (pour un tube GU74B):

- Vfil de 12,6 V (avec un chauffage du filament pendant au moins 150 secondes et avec une ventilation du tube)
- Va de 2000 V à 2200 V
- Vg2 de 300 V
- Vg1 de -60 V à -30 V

Pour “ apparenter ” 2 tubes (“ matched pair of tubes ”), il est nécessaire de procéder tube par tube et:

- en faisant varier le Vg1, de noter le Ia présenté par le tube (l'affichage des valeurs de Vg1 et de Ia se fera avec précision via des afficheurs digitaux)
- de tracer manuellement (ou via un logiciel informatique – un “ tableur ”) la courbe Ia f(Vg1) qui montre l'évolution du courant d'anode Ia en fonction de la tension de la grille de commande Vg1
- de comparer les courbes pour former les “ matched pairs of tubes ” et ce en considérant que **2 tubes sont apparentés si les valeurs ne s'écartent pas de plus de 10%**

Lors du relevé de la courbe Ia f(Vg1), il est impératif de ne pas dépasser la Pa c-à-d. la puissance anodique maximale admise par le tube (600 W pour le GU74B). En effet, si la Va est de 2000 V, il faudra s'assurer (lorsque l'on fera varier le Vg1) de ne pas dépasser un Ia de 300 mA car, sous 2000 V, la Pa maximale de 600 W sera atteinte si le Ia est de 300 mA (Pa=Va x Ia → Ia=600/2000=0,3 A).

Si le relevé de la courbe Ia f(Vg1) se fait en utilisant une Ua de 1500 V, le Ia maximum à ne pas dépasser (lorsque l'on fait varier le Vg1) sera de 400 mA (Ia=600/1500=0,4 A).

Ce Ia maximum à ne pas dépasser peut être facilement déterminé soit par le calcul ou soit à partir des courbes caractéristiques du tube (**figure 7**).

te bekomen, moeten de karakteristieken van de elementen zo identiek mogelijk zijn.
De fabrikant kan ‘matched pairs of tubes' aanbieden (meestal aan een hoge prijs), maar in het geval van gedeclasseerde elementen (bijvoorbeeld de NOS uit militaire surplus) is het bijzonder moeilijk, zelfs onmogelijk, om identieke elementen te vinden. De gebruiker moet zelf (uit een lot van elementen) een ideaal paar zien te vinden, door testen en vergelijken.

Voorschriften bij het paren van buizen
Gezien het grote aantal parameters (Va, Vg1, Vg2), zou het zeer tijdrovend zijn alle parameters te doen variëren voor de vergelijking van de buizen.

Zelf geef ik er de voorkeur aan om de buizen onder nominale werkingsvoorwaarden (in klasse AB1) te vergelijken, namelijk (voor een GU74B):

- Vfil 12,6 V (verhit gedurende minstens 150 seconden, met buiskoeling)
- Va 2000 à 2200 V
- Vg2 300 V
- Vg1 -60 V tot -30 V

Voor het vinden van een 'gelijk' duo moet men buis per buis tewerk gaan:

- Vg1 variëren en Ia meten (nauwkeurig via digitale weergave)
- het verloop van Ia in functie van Vg1 manueel of via een rekenblad tekenen
- de Ia/Vg1 grafieken onderling vergelijken; enkel bij een afwijking van maximum 10 % kan er sprake zijn van een gepaard duo (matched pair).

Tijdens het meten van de Ia/Vg1-karakteristiek is het belangrijk dat Pa, het maximum toelaatbare anodevermogen (600 W voor de GU74B), in geen geval wordt overschreden. Bij een anodespanning van 2000 V mag - tijdens het variëren van Vg1 - Ia nooit boven 300 mA gaan, vermits in dit in geval het maximum toelaatbaar anodevermogen van 600 W is bereikt (Pa=Va x Ia → Ia=600/2000=0,3 A).

Als het opnemen van de Ia/Vg1-karakteristiek wordt uitgevoerd bij een Va van 1500 V, bedraagt de Ia maximum 400 mA (Ia=600/1500=0,4 A).

De maximum toelaatbare Ia kan makkelijk worden bepaald door berekening of uit de Ia/Va-karakteristiek (**figuur 7**).

Uit de curve m.b.t. maximum Pa kan men afleiden dat:

- bij 2000 Va, 300 mA Ia niet mag worden overschreden (bij Vg1 rond -35 V)
- bij 1500 Va, 400 mA Ia niet mag worden overschreden (bij Vg1 rond -30 V)

Na het opnemen van de Ia/Vg1-karakteristiek van een lot buizen en het opslaan van de gegevens in een rekenblad, is het interessant om

Fig. 7

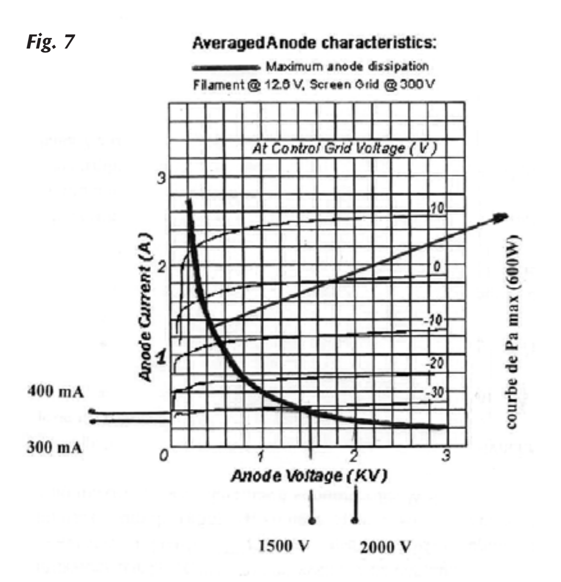
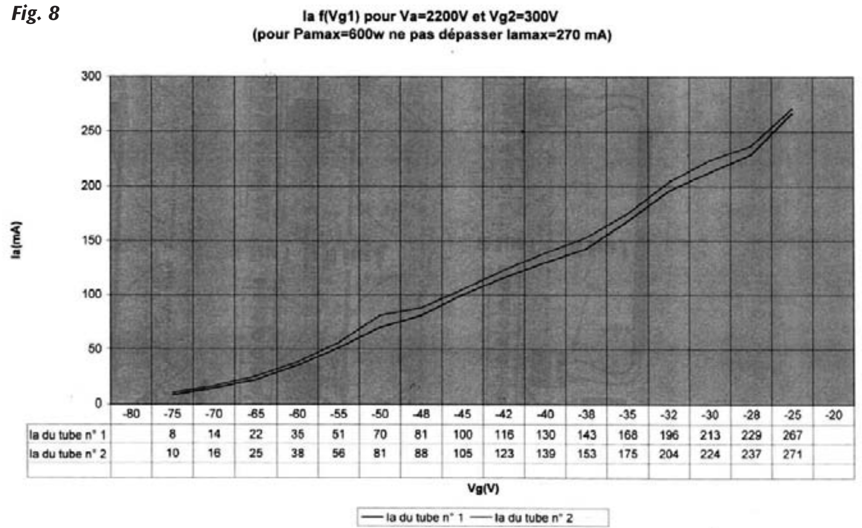


Fig. 8



	-80	-75	-70	-65	-60	-55	-50	-48	-45	-42	-40	-38	-35	-32	-30	-28	-25	-20
Ia du tube n° 1		8	14	22	35	51	70	81	100	116	130	143	168	196	213	229	267	
Ia du tube n° 2		10	16	25	38	56	81	88	105	123	139	153	175	204	224	237	271	

La courbe relative à la Pa maximale à ne pas dépasser nous permet de voir que pour:

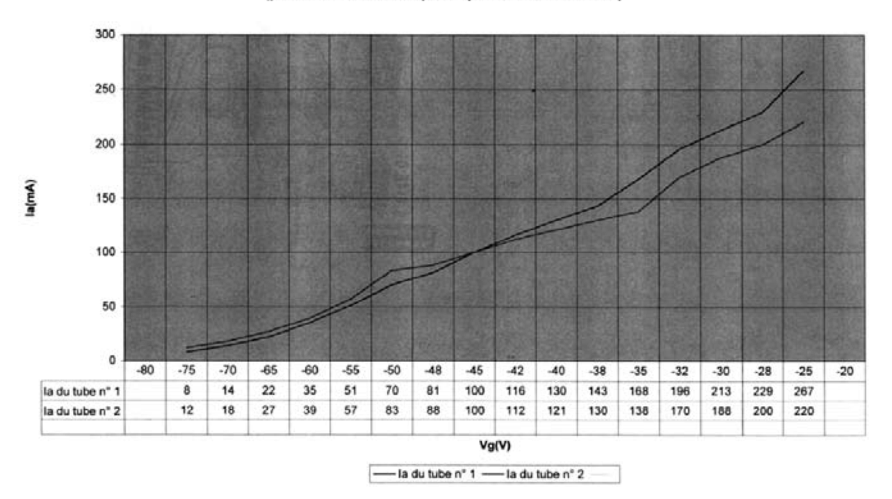
- une Va de 2000 V, le Ia maximum à ne pas dépasser est de 300 mA (pour une Vg1 de l'ordre de -35 V)
- une Va de 1500 V, le Ia maximum à ne pas dépasser est de 400 mA (pour une Vg1 de l'ordre de -30 V)

Après avoir relevé les Ia f(Vg1) d'un lot de tubes, il est intéressant (après avoir encodé les données dans une feuille de calcul Excel) de tracer les courbes et de les comparer 2 par 2 afin de trouver les paires de tubes que l'on peut apparenter (" matched pair of tubes ").

Exemple de 2 tubes que l'on pourrait apparenter: voir la **figure 8**.

Exemple de 2 tubes que l'on ne pourrait pas apparenter: voir la **figure 9**.

Fig. 9



	-80	-75	-70	-65	-60	-55	-50	-48	-45	-42	-40	-38	-35	-32	-30	-28	-25	-20
Ia du tube n° 1		8	14	22	35	51	70	81	100	116	130	143	168	196	213	229	267	
Ia du tube n° 2		12	18	27	39	57	83	88	100	112	121	130	138	170	188	200	220	

La mesure et l'affichage des tensions et des courants
Les tensions et les courants relatifs à ce projet sont des valeurs DC (continu) et ce y compris pour le chauffage du filament.
Pour mesurer et afficher (parfois avec la plus grande précision possible) nous disposons d'appareils (voltmètre, ampèremètre, …) analogiques et digitaux.

On remarquera qu'actuellement, il est possible de trouver des afficheurs digitaux " grand public " (LCD ou à LED) qui présentent une précision de 0.5%. De plus, ces afficheurs sont faciles à lire et ce contrairement aux appareils analogiques ou l'opérateur doit visualiser le positionnement d'une aiguille et interpréter (extrapoler) la mesure selon que l'aiguille est plus ou moins proche de telle ou telle graduation.

On remarquera que la mise en œuvre d'un appareil digital (par rapport à un appareil analogique) est plus onéreuse car il faut alimenter l'afficheur digital par une tension continue (correctement) filtrée et qui (parfois) doit être indépendante du circuit dans lequel la mesure se fait.
Cependant on remarquera que l'afficheur digital permet:
- de positionner correctement le point décimal (en fonctions des grandeurs à afficher)
- de choisir et d'afficher l'unité (V, A, kV, mA, …)

Dans ce projet, il sera mesuré et affiché:
- pour le filament: Vfil et Ifil
- pour la grille de commande: Vg1 et Ig1
- pour la grille d'écran: Vg2 et Ig2
- pour l'anode: Va et Ia

Certaines de ces mesures se feront à partir d'un afficheur digital, d'autres se feront à partir d'un appareil analogique.

Citons quelques exemples:

- Pour " apparenter " 2 tubes (" matched pair of tubes "), il sera nécessaire de tracer (tube par tube) une courbe qui montre l'évolution du courant d'anode Ia en fonction de la tension de la grille de commande Vg1. Un affichage précis de ces valeurs mesurées (Ia et Vg1) se fera à partir d'afficheurs digitaux.
- La tension d'alimentation (en continu) du filament Vfil sera mesurée et affichée par un afficheur digital. En fonctionnement normal (donc après le reconditionnement du tube), le filament doit être alimenté en respectant scrupuleusement les prescriptions du constructeur. La tension de chauffage du filament sera ajustée manuellement sur 12,6 VDC.
- Le courant de grille de commande Ig1 sera mesuré et affiché par un appareil analogique car en fonctionnement normal, le courant de grille de commande doit être nul.
- Le courant de grille d'écran Ig2 (en fonctionnement normal) peut atteindre de 20 mA à 30 mA. De plus, dans certaines circonstances, le

de Ia/Vg1-karakteristiek 2 aan 2 te vergelijken om zo alle buizen die in aanmerking voor matching te vinden.

Voorbeeld van twee buizen die voor matching in aanmerking komen: zie **figuur 8**.

Voorbeeld van twee buizen die niet voor matching in aanmerking komen: zie **figuur 9**.

Meting en weergave van spanningen en stromen
De spanningen en stromen in het kader van dit project zijn DC-waarden, inclusief de gloeidraadverhitting. Om deze waarden te meten en weer te geven met de hoogst mogelijke nauwkeurigheid beschikken we over analoge en digitale toestellen (voltmeter, ampèremeter, …).

Tegenwoordig vind je gemakkelijk digitale meters voor het brede publiek (met LCD- of LED-weergave) met een nauwkeurigheid van 0,5 %. De waarden zijn makkelijk af te lezen, in tegenstelling tot analoge toestellen waarbij je de positie van een naald moet gadeslaan en de meetwaarde moet 'schatten' naargelang die positie zich dichter of verder van deze of gene schaalwaarde bevindt.

Het inzetten van een digitaal toestel in plaats van een analoog toestel is duurder daar het toestel moet worden gevoed met een correct gefilterde gelijkspanning, (soms) gescheiden van de meetkring. Anderzijds maakt een digitale meter het mogelijk om:
- de decimale punt te plaatsen in functie van de grootheden
- de eenheid te kiezen en weer te geven (V, A, kV, mA, …)

In ons project zijn de volgende metingen aan de orde:
- gloeidraad: Vfil en Ifil
- stuurrooster: Vg1 en Ig1
- schermrooster: Vg2 en Ig2
- anode: Va en Ia

Sommige metingen worden digitaal uitgevoerd, andere analoog.

Enkele voorbeelden:

- Om twee buizen te paren moet men - per buis - de karakteristiek opnemen van het verloop van de anodestroom Ia in functie van de stuurroosterspanning Vg1. Een nauwkeurige meting van de waarden van Ia en Vg1 gebeurt met digitale meters.
- De (DC) voedingsspanning Vfil van de gloeidraad wordt gemeten met een digitaal toestel. Bij normaal bedrijf (dus na het herconditioneren van de buis) moet men zorgvuldig de voorschriften van de fabrikant volgen voor de gloeidraadspanning en ze manueel instellen op 12,6 V DC.
- Bij normaal bedrijf moet de stuurroosterstroom Ig1 nul zijn. Om Ig1 te meten volstaat een analoge meter.

courant Ig2 peut devenir négatif; en effet, plutôt que de capter une partie des électrons émis par la cathode, la grille écran peut être à l'origine d'une "émission secondaire" c'est-à-dire peut être parcourue par un courant négatif.

Pour mesurer et afficher ce Ig2 (positif ou négatif) on utilisera de préférence un afficheur digital (qui affiche + pour les valeurs positives et – pour les valeurs négatives). On remarquera que pour remplir ce rôle, un ampèremètre analogique devrait être conçu avec un zéro central (appareil difficile à trouver).

- La tension de grille d'écran Vg2 (de 300 VDC) ne devant pas être mesurée avec précision, on utilisera un voltmètre analogique.

- De schermroosterstroom Ig2 kan (bij normaal bedrijf) oplopen tot 20 mA à 30 mA. Bovendien kan deze stroom Ig2 negatief worden: in de plaats van een gedeelte van de door de kathode uitgestuurde elektronen op te vangen, kan het schermrooster de bron zijn van 'secundaire emissie', waardoor een negatieve stroom doorheen het schermrooster vloeit. Om Ig2 (positief of negatief) te meten, verdient een digitale meter de voorkeur (met weergave van het teken + of -). Een analoge meter moet hiervoor voorzien zijn van een centrale nul, hetgeen niet courant is.
- De meting van de schermroosterspanning Vg2 (rond 300 VDC) vereist geen grote nauwkeurigheid; hiervoor volstaat een analoge voltmeter.

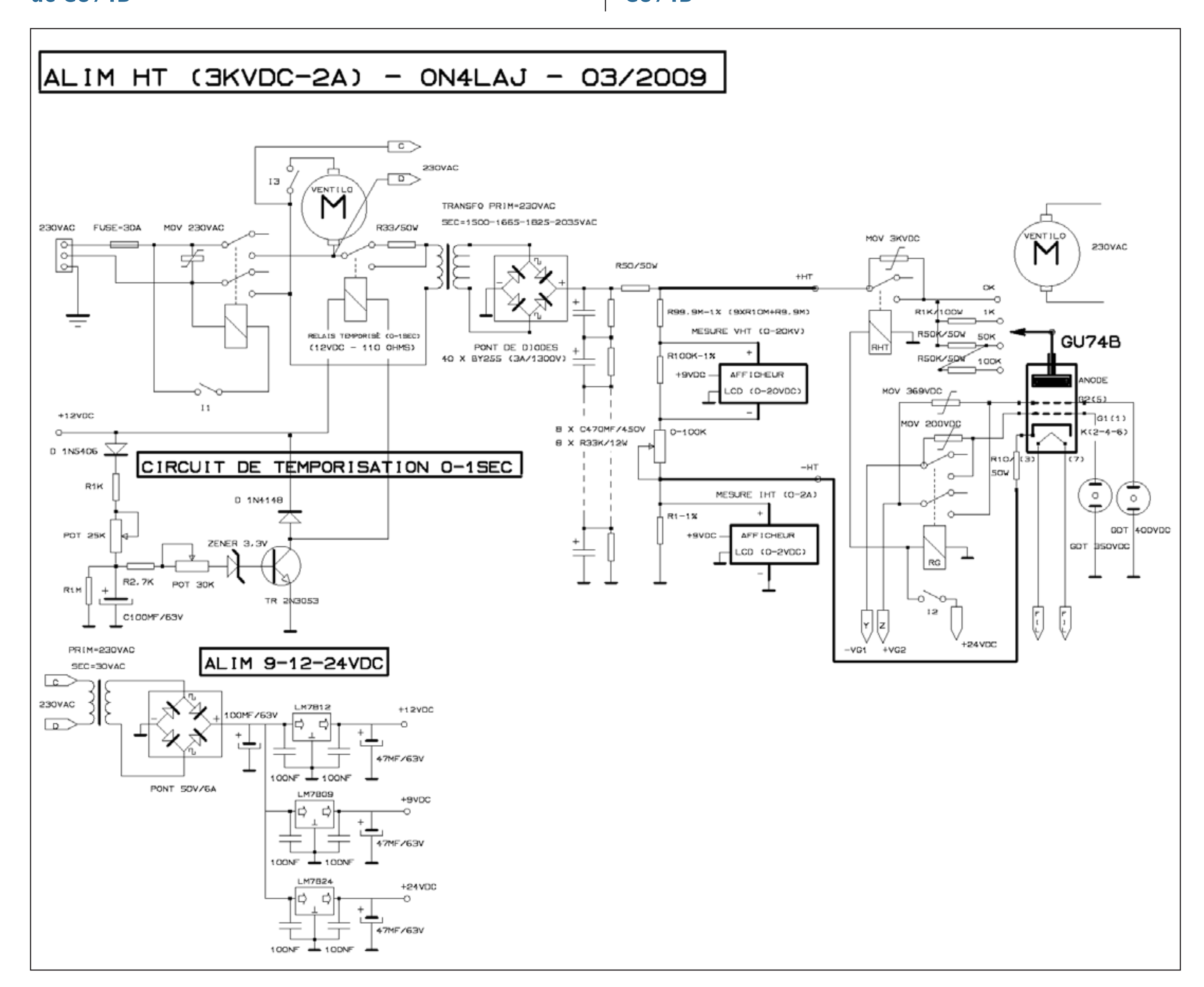
Etude et construction d'un appareil destiné au test, reconditionnement (régénération) et à l'apparentement ("matched pair of tubes") des tubes électroniques de puissance (GU74B-4CX800A)

Studie en constructie van een toestel bestemd voor het testen, regenereren en matchen van hoogvermogenbuizen (GU74B-4XC800A)

Par/door ON4LAJ - Vertaald door: ON5EX, ON4LP

4ième partie / Deel 4

La construction de l'appareil "régénérateur- testeur" de GU74B



L'appareil est composé de 3 modules indépendants (reliés par des cables):

- le module "alimentation HT"
- le module "alimentation filament, grille écran g2 et grille de commande g1"
- le module "GU74B" (le chassis qui porte un GU74B qui est refroidi en permanence par un ventilateur)

Le module "alimentation HT"

Le module "alimentation HT" permet de fournir une VHT de 3 kV (exactement 2869 VDC) et ce pour un IHT de 2 A permanent. Parmi les principaux composants de ce module, on distingue:

- le transformateur HT
- le pont de diodes
- les condensateurs de filtrage
- le circuit "soft-start" (composé d'une résistance de limitation du courant primaire et d'un circuit de temporisation)

Bouw van het regenereer- en testtoestel voor de GU74B

Het toestel bestaat uit 3 onafhankelijke modules (via kabels met elkaar verbonden):

- de module 'hoogspanningsvoeding'
- de module 'gloeidraad-, g2 schermrooster- en g1 stuurroostervoeding'
- de module 'GU74B' (het chassis met GU74B en permanente luchtkoeling)

De module 'hoogspanningsvoeding'

De HS-voedingsmodule levert een hoogspanning VHS van 3 kV (om precies te zijn: 2869 VDC) bij een continue stroom IHT van 2 A. De belangrijkste onderdelen van deze module zijn, o.a.:

- de hoogspanningstrafo
- de diodebrug
- de filtercondensatoren
- de 'soft-start' schakeling (bestaande uit een begrenzingsweerstand voor de primaire stroom en een vertragingsschakeling)

- la résistance de limitation du courant de sortie en cas de “flashover”
- les afficheurs LCD destinés à l’affichage de la VHT et du IHT

On remarquera:
- que I1 est l’interrupteur général qui enclenche le contacteur chargé d’appliquer le 230 VAC au primaire du transformateur HT
- qu’un “varistor” (MOV de 230 VAC / 100 A) et qu’un fusible (de 30 A) protègent le primaire du transformateur HT. Pour le calcul du fusible, on considère que si le secondaire fournit 2869 VDC sous 2 A (ç-à-d. 5738 W), le primaire (sous 230 VAC) devra fournir un courant de 25 A (ç-à-d. 5738 W / 230 VAC = 25 A). En pratique, le fusible utilisé sera un fusible de 30 A.
- que l’interrupteur I3 permet d’enclencher un ventilateur destiné au refroidissement de tous les composants de l’alimentation HT.

Le transformateur HT
Le transformateur HT (de récupération) est un transformateur de 4 kVA avec un primaire de 230 VAC, un secondaire de 2 A permanent et diverses prises secondaires de 0-210-370-535-2035 VAC; ce qui correspond (après un redressement en double alternance et un filtrage par condensateur) à des tensions continues de 0-296-522-754-2869 VDC.

On remarquera que, si le secondaire est exploité dans l’autre sens, les tensions alternatives sont 0-1500-1665-1825-2035 VAC; ce qui correspond (après un redressement en double alternance et un filtrage par condensateur) à des tensions continues de 0-2115-2348-2573-2869 VDC.

On rappellera que le redressement (en double alternance avec un filtrage par condensateur) fournit une tension continue égale à √ 2 fois la tension alternative (car le condensateur se charge à la valeur de crête de la tension alternative). Par exemple, une tension alternative de 2035 VAC donnera (après un redressement en double alternance et un filtrage par condensateur) une tension continue de 2035 x 1,41 = 2869 VDC.

Le pont de diodes
Après avoir recherché (sur Internet) un redresseur HT (4 kV- 2 A), j’ai décidé (vu le coût élevé de ce composant) qu’il était plus raisonnable de construire le pont à partir d’un ensemble de diodes classiques (40 diodes BY255 de 3 A / 1300 V).
Pour chacune des 4 branches du pont, j’utilise 10 diodes (5 séries de 2 diodes en parallèle) ce qui permet de présenter un pont capable de supporter 6500 VDC (5 x 1300 VDC) par branche du pont et 6 A (2 diodes de 3 A en parallèle).

Le bloc de filtrage
Le condensateur de filtrage à utiliser doit présenter une capacité de quelques dizaines de microfarads et une isolation de 4 kV.
La formule classique (voir ARRL Handbook) est:

C(µF)= 10 ⁶ / (2 x √3 x Fr x Rl x Tripple)

Le calcul de la valeur de cette capacité est fonction:
- de “Tripple” qui est le facteur de “ripple” admis
- de “Fr” qui est fonction du type de redressement (à une alternance, à double alternance, …) et de la fréquence du secteur (50 Hz, 60 Hz)
- de “Rl” qui est la résistance de la charge à alimenter

Si on considère:
- un redressement “double alternance” à la “fréquence secteur” de 50 Hz → Fr = 2 x 50 = 100
- un taux de “ripple” de 3% → Tripple = 0,03
- l’alimentation d’une charge sous 2500 VDC et 1,5 A → Rl = 2500/1,5 = 1666 Ω.

Dans ces conditions de fonctionnement, la capacité à utiliser sera de:

$C\ (\mu F) = 10^6 / (2 \times 1{,}73 \times 100 \times 1666 \times 0.03) = 10^6 / 17314 = 57{,}75\ \mu F$

Pour mettre en œuvre une telle capacité, l’idéal serait d’utiliser un (gros) condensateur (généralement à l’huile) d’une capacité proche de 57 µF et isolé à 4 kV.

- de begrenzingsweerstand voor de uitgangsstroom in het geval van vonkoverslag
- de LCD-uitlezing voor VHT en IHT

We zien dat:
- de algemene schakelaar I1 het relais bekrachtigt dat 230 VAC legt aan de primaire van de hoogsspanningstrafo
- een ‘varistor’ (MOV, 230 VAC / 100 A) en een smeltveiligheid (30 A) de primaire van de trafo beveiligen. Berekening: als de secundaire 2 A levert bij 2869 VDC (m.a.w. 5738 W), dan moet de primaire 25 A leveren (5738 W / 230 VAC = 25 A). In de praktijk wordt een 30 A smeltveiligheid toegepast.
- via schakelaar I3 een ventilator wordt ingeschakeld, die alle elementen van de hoogspanningsvoeding koelt

De hoogspanningstransformator
De HS-trafo (recuperatie) is een trafo van 4 kVA met een primaire van 230 VAC en een secundaire van 2 A (continu) met diverse aftakkingspunten 0-210-370-535-2035 VAC; hetgeen - na dubbele gelijkrichting en condensatorafvlakking - overeenstemt met gelijkspanningen van 0-296-522-754-2869 VDC.

Met de 2035 VAC aftakking als referentie bekomt men wisselspanningen van 0-1500-1665-1825-2035 VAC. Dit komt, na dubbele gelijkrichting en condensatorafvlakking, overeen met gelijkspanningen van 0-2115-2348-2573-2869 VDC.

Ter herinnering: dubbele gelijkrichting met een condensatorfilter levert een gelijkspanning die gelijk is aan √ 2 x de wisselspanning (de condensator wordt immers opgeladen tot de topwaarde van de wisselspanning). Zo zal een wisselspanning van 2035 VAC (na dubbele gelijkrichting en condensatorfiltering) resulteren in een gelijkspanning van 2035 x 1,41 = 2869 VDC.

De diodebrug
Na opzoekingen (via het internet) van een hoogspanningsgelijkrichter (4 kV- 2 A) en omwille van de aanzienlijke kost van dergelijk onderdeel, vond ik het verstandiger om de diodebrug met klassieke diodes samen te stellen (40 diodes BY255 van 3 A / 1300 V).
Voor elk van de vier takken worden 10 diodes gebruikt (5 x 2 diodes in parallel), waardoor een brug ontstaat die een inverse topspanning van 6500 VDC (5 x 1300 VDC) per tak en 6 A (2 diodes van 3 A in parallel) aankan.

Het filterblok
De afvlakcondensator moet een capaciteit hebben van enkele tientallen microfarad en een doorslagspanning van 4 kV.
De klassieke formule (zie het ARRL Handbook) luidt als volgt:

C(µF)= 10 ⁶ / (2 x √3 x Fr x Rl x Tripple)

De berekende capaciteit is functie van:
- ‘Tripple’: het toegelaten rimpelniveau
- ‘Fr’: afhankelijk van het gelijkrichtingstype (enkele/dubbele gelijkrichting) en de frequentie van het electriciteitsnet (50 Hz, 60 Hz)
- ‘Rl’: de weerstand van de te voeden belasting

Laten we het volgende aannemen:

- dubbele gelijkrichting en 50 Hz netfrequentie → Fr = 2 x 50 = 100
- een rimpelniveau van 3% → Tripple = 0,03
- voeding van een belasting onder 2500 VDC en 1,5 A → Rl = 2500/1,5 = 1666 Ω.

Onder deze werkingsvoorwaarden is de te gebruiken capaciteit:

$C\ (\mu F) = 10^6 / (2 \times 1{,}73 \times 100 \times 1666 \times 0.03) = 10^6 / 17314 = 57{,}75\ \mu F$

Ideaal hiervoor ware een (grote) (olie-) condensator met een capaciteit rond 57 µF en een doorslagspanning van 4 kV.

N'ayant pas trouvé un tel condensateur, il a été nécessaire de construire un condensateur équivalent à partir de la mise en série de 8 condensateurs électrolytiques classiques de 470 µF avec isolation de 450 VDC. Cette mise en série de 8 condensateurs donne une capacité de 58 µF (ç-à-d. 470 µF / 8) avec une isolation de 3600 VDC (c-à-d. 8 x 450 VDC).

Les résistances "shunt" (à placer en parallèle sur chacun des 8 condensateurs)
Pourquoi utiliser des résistances "shunt"?

Rappelons nous que:
- les techniques de fabrication des condensateurs électrolytiques classiques sont à l'origine de condensateurs qui peuvent présenter de grandes tolérances (jusqu'à 20% en plus ou en moins) au niveau de la capacité.
- la tension, qui alimente plusieurs condensateurs placés en série, se repartit de façon inversement proportionnelle à la valeur de la capacité. En effet, le condensateur de plus faible capacité présente à ses bornes une tension plus élevée que celles présentées par chacun des autres condensateurs.

En utilisant 8 condensateurs en série (en principe de la même capacité, ç-à-d. de 470 µF/ 450 VDC), nous devons admettre que certains d'entre eux (à cause des tolérances) doivent supporter une tension qui serait proche de la tension d'isolement (450 VDC). Pour éviter cela, il est nécessaire de répartir la VHT entre les 8 condensateurs utilisés et ce en plaçant (en parallèle) une résistance "shunt" sur chacun des condensateurs.

Calcul de la valeur d'une résistance "shunt".
Considérant que l'ARRL Handbook conseille d'utiliser 100 Ω par Volt, on en déduira que pour une VHT de 2500 VDC, la valeur totale de la résistance "shunt" sera de 2500 x 100 = 250 kΩ. La valeur de chacune des résistances "shunt" sera donc de 250 kΩ / 8 = 31.25 kΩ (en pratique 33kΩ).

Calcul de la puissance à dissiper par chacune des résistances "shunt".
Pour une VHT de 2500 VDC, la puissance à dissiper par une résistance "shunt" sera de 2,9 W (ç-à-d. $P=U^2/R = (2500/8)^2 / 33000 = 2,9$ W). En pratique, les 8 résistances " shunt " choisies sont des résistances de 33 kΩ / 12 W. Dans ces conditions, on remarquera que la tension aux bornes de chacune des résistances " shunt " (donc de chacun des condensateurs) est de 2500 / 8 = 312,5VDC alors que chaque condensateur utilisé présente une tension d'isolation de 450 VDC.

Le circuit "soft-start"
Le circuit "soft-start" est composé d'une résistance de limitation du courant primaire et d'un circuit de temporisation.
Lors de la mise sous tension de l'alimentation HT (à la fermeture de l'interrupteur I1), l'énorme courant primaire (car les condensateurs déchargés se présentent comme un court-circuit) doit être limité pour éviter des problèmes tels que:
- le déclenchement du fusible à chaque mise sous tension (ce qui imposerait d'utiliser un fusible surdimentionné)
- le "stress" du pont de diodes qui (pendant un court instant) présente sa sortie en court-circuit

Pour limiter le courant primaire à l'enclenchement, on utilise un dispositif "soft-start" qui consiste à placer une résistance en série dans le circuit primaire et à court-circuiter cette résistance après une fraction de seconde (via un circuit de temporisation). Personnellement j'utilise:
- une résistance de 33 Ω / 50 W dans le circuit primaire du transformateur
- un dispositif de temporisation réglable (de 0,04 à 1 seconde) chargé de court-circuiter la résistance

Calcul de la résistance de limitation de 33 Ω / 50W
Pendant une fraction de seconde (de l'ordre de quelques dizaines de millisecondes), lors de la mise sous tension de l'alimentation HT, le pont redresseur alimente le condensateur de filtrage, qui (initialement déchargé) se présente comme un court-circuit; ce qui (côté circuit pri-

Maar vermits deze ideale condensator niet te vinden was, moest ik een equivalent zien te ontwerpen door serieschakeling van 8 klassieke elektrolytische condenatoren van 470 µF met een isolatiewaarde van 450 VDC. Hierdoor wordt de totale capaciteit 58 µF (470 µF / 8) en de totale doorslagspanning 3600 VDC (8 x 450 VDC).

De shuntweerstanden (parallel over elk van de 8 condensatoren te plaatsen)
Waarom shuntweerstanden gebruiken?

Herinneren we aan het volgende:

- een hoge tolerantie (tot 20 % plus of min) qua capaciteitswaarde is inherent aan de fabricatietechnieken voor klassieke elektrolytische condensatoren
- de spanning wordt in de serieschakeling omgekeerd evenredig met de capaciteitswaarde verdeeld. Een condensator met een kleinere capaciteit zal aan zijn klemmen een hogere spanning vertonen dan deze over de andere condensatoren.

Doordat we 8 condensatoren in serie gebruiken (in theorie met een identieke capaciteit, 470 µF/ 450 VDC), moeten we aannemen dat bepaalde condensatoren (door de toleranties) blootstaan aan een spanning die de doorslagspanning benadert (450 VDC). Om dit te vermijden, moet de hoogspanning over de 8 condensatoren gelijk verdeeld worden door een shuntweerstand over elke condensator te plaatsen.

Berekening van de shuntweerstand
In het ARRL Handbook wordt een shuntwaarde van 100 Ω per volt aanbevolen.
Voor een hoogspanning van 2500 VDC komt dit neer op een totale shuntwaarde van 2500 x 100 = 250 kΩ, of 250 kΩ / 8 = 31,25 kΩ (in de praktijk: 33 kΩ) per shuntweerstand.

Berekening van de vermogendissipatie door elke shunt
Bij 2500 VDC bedraagt het te dissiperen vermogen van een shuntweerstand 2,9 W ($P=U^2/R = (2500/8)^2 / 33000 = 2,9$ W). Praktisch gezien werd gekozen voor 8 x 33 kΩ / 12 W weerstanden. Onder deze voorwaarden is de spanning over elke weerstand – dus ook over elke condensator - 2500 / 8 = 312,5 VDC, terwijl de doorslagspanning van elke condensator 450 VDC is.

De 'soft start' schakeling
De 'soft start' schakeling bestaat uit een begrenzingsweerstand voor de primaire stroom en een vertragingsschakeling.

Bij het inschakelen van de hoogspanningsvoeding (sluiten van de schakelaar I1) moet de hoge primaire stroom (door de ontladen condensatoren) worden begrensd om problemen te vermijden, zoals:
- het telkens in werking treden van de zekering bij het inschakelen (hetgeen een overgedimensioneerde zekering zou vereisen)
- een overbelasting van de diodebrug die korstondig kortgesloten wordt (zolang de condensatoren niet opladen)

Om de primaire inschakelstroom te begrenzen wordt een 'soft start' systeem toegepast, bestaande uit een weerstand in serie met de primaire en een tijdschakelaar. De weerstand wordt na een fractie van een seconde kortgesloten via een tijdschakeling. Zelf gebruik ik:
- een weerstand van 33 Ω / 50 W in de primaire kring van de transformator
- een regelbare tijdschakeling (0,04 tot 1 seconde) die de weerstand kortsluit

Berekening van de begrenzingsweerstand van 33 Ω / 50W
Bij het inschakelen van de hoogspanning 'ziet' de bruggelijkrichter de afvlakcondensator (initieel in ontladen toestand) gedurende een fractie van een seconde (enkele tientallen milliseconden) als een kortsluiting. Dit veroorzaakt een hoge stroom in de primaire kring. Op dit ogenblik

maire) est à l'origine d'un courant primaire important. A cet instant, la tension fournie par le pont est de l'ordre de 2035 VDC (en théorie, il faut retirer autant de fois 0,7 V qu'il y a de diodes actives). On se rappellera que les choix réalisés (lors de la construction du pont redresseur) permettent d'exploiter un courant maximum de 6 ADC. Par sécurité, nous utiliserons dans les calculs un courant maximum de 5 ADC. Du côté du secondaire, la puissance (instantanée) à considérer est de 10175 W (P=U x I= 2035 x 5=10175 W); celle-ci, reportée au primaire (si on considère un transformateur idéal dont le rendement est de 100%), correspond à un courant primaire de 44 A (P=U x I → I=P/U=10175/230=44 A). On se rappellera que le courant primaire maximum (qui a été calculé pour un fonctionnement normal) a été fixé à 25 A (voir " calcul du fusible dans le circuit primaire "). Calculons la valeur ohmique de la résistance de limitation (à placer en série dans le circuit primaire du transformateur) pour limiter le courant primaire à 25 A: $P=R \times I^2 \rightarrow R=P/I^2 = 10175/(25)^2=16{,}28\ \Omega$. Par sécurité, la résistance de limitation qui a été choisie, est une résistance de 33 Ω / 50W. La puissance à dissiper par cette résistance de limitation à été choisie arbitrairement à 50 W car cette résistance ne doit être active que pendant une fraction de seconde (elle doit être court-circuitée par le circuit de temporisation après un délai de l'ordre de 0,04 à 1 seconde – voir " le circuit de temporisation").

On remarquera que, dans le cas d'une anomalie du circuit de temporisation (si par exemple le relais ne s'enclenche pas et de ce fait ne court-circuite pas la résistance de limitation), la résistance de limitation servira de fusible car la puissance dissipée de 50 W sera atteinte pour un courant primaire de 1,2 A ($P=R \times I^2 \rightarrow I^2=P/R=50/33=1{,}51\ A \rightarrow I=1{,}2\ A$).

Le circuit de temporisation

Le circuit de temporisation (utilisé dans le dispositif "soft-start") permet de court-circuiter (après un délai de 0,04 à 1 seconde) la résistance de 33 Ω / 50W (qui est placée dans le circuit primaire de l'alimentation HT). En effet, lors de la mise sous tension de l'alimentation HT, le courant primaire du transformateur HT est d'abord limité par la présence de la résistance (33 Ω / 50 W) et ensuite, après un délai de 0,04 à 1 seconde (en fait le temps nécessaire pour que les condensateurs de l'alimentation HT commencent à se charger), la résistance est court-circuitée par le circuit de temporisation.

Le circuit de temporisation est construit selon le principe suivant:

- le condensateur C (de 100 µF) est chargé sous 12 VDC au travers d'une résistance (en fait une résistance fixe de 1 kΩ en série avec un potentiomètre de 0-25 kΩ)
- le transistor TR conduit lorsque Uc (la tension aux bornes de C) atteint et dépasse 4 V c-à-d. lorsque Uc atteint et dépasse la tension de la diode zener (3,3 V) plus le VBE (0,7 V) du transistor
- le transistor TR active le relais qui court-circuite la résistance de 33 Ω / 50 W

Calcul de la constante de temps (RC)

Calculons la constante de temps caractéristique de l'ensemble formé par le condensateur C (100 µF) et des résistances (une résistance fixe de 1 kΩ en série avec un potentiomètre de 0-25 kΩ):

- si le potentiomètre est au minimum (0 kΩ), la valeur de la résistance est de 1 kΩ → $RC=10^3 \times 100 \times 10^{-6} = 0{,}1$ seconde
- si le potentiomètre est au maximum (25 kΩ), la valeur de la résistance est de 26 kΩ → $RC=26 \times 10^3 \times 100 \times 10^{-6} = 2{,}6$ secondes.

Calculons le délai de temporisation lorsque le potentiomètre est au minimum (le RC est égal à 0,1 seconde) et lorsque le potentiomètre est au maximum (le RC est égal à 2,6 secondes). Pour ce faire, nous devons utiliser la formule relative à la charge d'un condensateur en fonction du temps:

$$\mathbf{Uc=U \times (1 - e^{-t/RC})}$$

A partir de cette formule, essayons de dégager "t".

$Uc/U=1 - e^{-t/RC} \rightarrow e^{-t/RC} =1-Uc/U = (U-Uc)/U \rightarrow e^{t/RC} = U/(U-Uc) \rightarrow t/RC=Ln\ (U/(U-Uc)) \rightarrow$ $\mathbf{t=RC \times Ln\ (U/(U-Uc))}$

bedraagt de spanning van de bruggelijkrichter ongeveer 2035 VDC (in theorie te verminderen met 0,7 V per actieve diode).
De bruggelijkrichter is ontworpen (zie hiervoor) voor een maximum stroom van 6 ADC.
Veiligheidshalve houden we het voor de berekening bij een maximumstroom van 5 ADC. Aan de secondaire is het ogenblikkelijk vermogen dus 10175 W (P=U x I= 2035 x 5=10175 W); herleid tot de primaire (en uitgaande van een ideale transformator met 100 % rendement), stemt dit overeen met een primaire stroom van 44 A (P=U x I → I=P/U=10175/230=44 A).
De maximum primaire stroom (in normaal bedrijf) werd op 25 A vastgelegd (zie 'berekening van de zekering in de primaire kring').
Laten we dus de ohmse waarde van de begrenzingsweerstand (in serie met de primaire kring van de trafo te plaatsen) berekenen om de primaire stroom te beperken tot 25 A: $P=R \times I^2 \rightarrow R=P/I^2 = 10175/(25)^2=16{,}28\ \Omega$.
Veiligheidshalve werd een 33 Ω / 50W weerstand gekozen. Het 50 W dissipatievermogen werd willekeurig bepaald omdat de weerstand slechts een fractie van een seconde moet functioneren (de weerstand wordt via een tijdschakeling kortgesloten na 0,04 tot 1 seconde, zie verder onder 'de tijdschakeling'.

Merk op dat, in het geval van falen van de tijdschakeling (bijvoorbeeld open blijven van het relais waardoor de begrenzingsweerstand niet wordt kortgesloten), de begrenzingsweerstand als zekering zal dienen vermits het gedissipeerd vermogen 50 W zal bereiken bij een primaire stroom van 1,2 A ($P=R \times I^2 \rightarrow I^2=P/R=50/33=1{,}51\ A \rightarrow I=1{,}2\ A$).

De tijdschakeling

De tijdschakeling binnen het soft start systeem maakt het mogelijk om de 33 Ω / 50W weerstand in de primaire kring kort te sluiten (na 0,04 tot 1 seconde).
Bij het inschakelen van de voeding wordt eerst de primaire stroom begrensd door de weerstand (33 Ω / 50 W); na 0,04 tot 1 seconde (in feite de tijd die nodig is om het opladen van de condensatoren te starten) wordt de weerstand kortgesloten door de tijdschakeling.

Het ontwerp van tijdschakeling beantwoordt aan het volgende principe:

- de condensator C (100 µF) wordt bij 12 VDC via een weerstand geladen (in feite: een vaste 1 kΩ weerstand in serie met een potentiometer 0-25 kΩ)
- de transistor TR geleidt zodra Uc (de spanning aan de klemmen van C) 4 V bereikt en overschrijdt, d.i. de zenerdiodespanning (3,3 V) plus VBE (0,7 V) van de transistor
- de transistor TR activeert het relais dat de 33 Ω / 50 W weerstand kortsluit

Berekening van de tijdconstante (RC)

Laten we de kakteristieke tijdconstante berekenen voor het geheel van de condensator C (100 µF) en de weerstanden (de vaste 1 kΩ weerstand in serie met de 0-25 kΩ potentiometer):

- met de potentiometer in minimumpositie (0 kΩ), is de weerstandswaarde: 1 kΩ → $RC=10^3 \times 100 \times 10^{-6} = 0{,}1$ seconde
- met de potentiometer in de maximumpositie (25 kΩ) is de weerstandswaarde: 26 kΩ → $RC=26 \times 10^3 \times 100 \times 10^{-6} = 2{,}6$ seconde.

Nu berekenen we de tijdvertraging met de potentiometer respectievelijk in minimumstand (RC = 0,1 seconde) en maximumstand (RC = 2,6 seconde).
Hiervoor gebruiken we de formule voor de lading van een condensator in functie van de tijd:

$$\mathbf{Uc=U \times (1 - e^{-t/RC})}$$

Uit deze formule proberen we 't' op te lossen:

$Uc/U=1 - e^{-t/RC} \rightarrow e^{-t/RC} =1-Uc/U = (U-Uc)/U \rightarrow e^{t/RC} = U/(U-Uc) \rightarrow t/RC=ln\ (U/(U-Uc)) \rightarrow$ $\mathbf{t=RC \times ln\ (U/(U-Uc))}$

Rappels mathématiques:
si $e^y = z \rightarrow y = Ln(z)$

Ln est un logarithme népérien: $Ln(z) = 2,3 \times log_{10}(z)$
e = 2,1828…
Pour:
U=12 VDC et Uc=4 VDC → t=RC x Ln ((12/(12-4)) = RC x Ln (1.5) = RC x 0,4054
- un RC de 0,1 seconde (le potentiomètre est sur 0 kΩ)
  → t = 0,1 x 0,4054 = 0,04 seconde
- un RC de 2,6 secondes (le potentiomètre est sur 25 kΩ)
  → t = 2,6 x 0,4054 = 1,05 seconde

En résumé, grâce au circuit de temporisation, la résistance de 33 Ω / 50 W est court-circuitée après une temporisation de 0,04 seconde si le potentiomètre est au minimum et de 1,05 seconde si le potentiomètre est au maximum.

On remarquera:
- que dans la pratique, les temps de temporisation peuvent être différents de ceux calculés car le condensateur électrolytique utilisé peut présenter une tolérance (en plus ou en moins) de l'ordre de 20%
- qu'une résistance de 1 MΩ a été placée en parallèle sur le condensateur C et ce dans le but de permettre au condensateur C de se décharger lorsque le circuit de temporisation est mis en "power off"

Le transistor de commutation
Le transistor qui commande le relais (12 VDC / 110 Ω) est un transistor classique capable de supporter un Ic de l'ordre de 100 mA (Ic nécessaire = 12 V / 110 Ω = 100 mA). La résistance dans le circuit de base permet de doser le Ib (qui permet de choisir un collage franc du relais).

Calcul de cette résistance (Rb) du circuit de base.
Dans le cas d'un transistor monté en "émetteur commun" nous avons la relation Ic = β x Ib (avec un "β" de l'ordre de 100). Pour que le Ic soit de 100 mA, il faut que le Ib soit de 1 mA. La relation Uc=Vbe+(Rb x Ib) nous permet de calculer le Rb nécessaire → 4 V = 0,7 V + (Rb x 1 mA) → Rb = (4 V – 0,7 V)/1mA → Rb = 3,3 V / 1 mA = 3,3 kΩ. En pratique, j'ai choisi une résistance fixe de 2,7KΩ en série avec un potentiomètre de 0-30 kΩ.

La résistance série placée dans la sortie HT+
La résistance (50 Ω / 50W) placée en série dans la sortie HT+, permet de limiter (et même d'éliminer) les dégâts provoqués par un éventuel "flashover" (voir antérieurement).
Rappelons que lors d'un "flashover", il y a apparition d'un courant de court-circuit (très élevé mais de courte durée) qui s'établit entre l'anode et une des grilles (généralement la grille-écran g2 – parfois la grille de commande g1) et qui est susceptible d'endommager le tube et/ou certains des composants des circuits d'alimentation (de l'anode, de la grille-écran g2 et de la grille de commande g1).

Concernant cette résistance série de limitation, on remarquera que les choix de la valeur ohmique ainsi que de la puissance à dissiper doivent se faire par estimation car il est difficile de prévoir les caractéristiques présentées par un éventuel "flashover". Généralement:
- la valeur ohmique choisie représente quelques dizaines d'ohms (pour limiter en conséquence l'éventuel courant de court-circuit provoqué par le "flashover"). La valeur qui a été choisie est de 50 Ω.
- la valeur de la puissance à dissiper sera au moins égale à celle qui est à dissiper lors d'un fonctionnement normal. Pour un IHT de 1A, la puissance à dissiper sera de $P = R \times I^2 = 50 \times 1 = 50$ W. La valeur qui a été choisie est de 50 W.

L'affichage de la VHT et du IHT
L'affichage se fera via des afficheurs LCD dont la position du point décimal sera choisie pour exprimer des kV (pour la VHT) et des A (pour le IHT).
L'affichage de la VHT se fait à partir d'un afficheur LCD (0-20 VDC) sous le format d'affichage "nn.nn" - par exemple 1,95 kVDC mesuré sera affiché 01.95KVDC.

Wiskundige weetjes:
als $e^y = z \rightarrow y = ln(z)$

ln is een neperiaanse logaritme: $ln(z) = 2,3 \times log_{10}(z)$
e = 2,1828…
Als
U=12 VDC en Uc=4 VDC → t=RC x ln ((12/(12-4)) = RC x ln (1.5) = RC x 0,4054
- bij een RC van 0,1 seconde (potentiometer in de stand 0 kΩ)
  → t = 0,1 x 0,4054 = 0,04 seconde
- bij een RC van 2,6 seconde (potentiometer in de stand 25 kΩ)
  → t = 2,6 x 0,4054 = 1,05 seconde

Samengevat:
de tijdschakelaar zal de 33 Ω / 50 W weerstand kortsluiten na 0,04 seconde met de potmeter in zijn kleinste stand en na 1,05 seconde in zijn hoogste stand.

Merk op dat:
- de vertragingstijd in de praktijk kan afwijken van de berekende tijd door de tolerantie (in min of in plus) van de condensator, in de buurt van 20 %
- een 1 MΩ weerstand over de condensator C werd geplaatst opdat de condensator zich zou ontladen wanneer de tijdschakeling in rust gaat

De schakeltransistor
De schakeltransistor die het relais (12 VDC / 110 Ω) stuurt, is een klassieke transistor in staat om ca. 100 mA Ic te geleiden (vereiste Ic = 12 V / 110 Ω = 100 mA). Met de weerstand in de basis kan de basisstroom Ib worden bijgeregeld (om het relais zonder haperingen te doen aantrekken).

Berekening van de weerstand (Rb) in de basis
In het geval van een transistor in 'gemeenschappelijke emitterschakeling', geldt: Ic = β x Ib ('β' ~ 100).
Voor een Ic van 100 mA, moet Ib 1 mA zijn. Met de formule Uc=Vbe+(Rb x Ib) kunnen we de vereiste waarde van Rb berekenen → 4 V = 0,7 V + (Rb x 1 mA) → Rb = (4 V – 0,7 V)/1mA → Rb = 3,3 V / 1 mA = 3,3 kΩ. Ik gebruikte in de praktijk een vaste 2,7 kΩ weerstand in serie met een 0-30 kΩ potentiometer.

De serieweerstand in de hoogspanningsuitgang HT+
Met de 50 Ω / 50W weerstand in serie met de hoogspanningsuitgang HT+ kan beschadiging door een eventuele vonkoverslag worden ingedijkt of zelfs vermeden.

Ter herinnering: tijdens een vonkoverslag treedt een (zeer hoge, maar kortstondige) kortsluitstroom op tussen de anode en één van de roosters (meestal het schermrooster g2, soms het stuurrooster g1). Hierdoor kan de buis of kunnen bepaalde onderdelen van de voedingsschakelingen (anode, scherm- en stuurrooster), beschadigd worden.

Omdat het moeilijk is om de kenmerken van een vonkoverslag op voorhand te bepalen, moet de waarde van de serieweerstand geschat worden. In het algemeen:

- de gekozen weerstandswaarde bedraagt enkele tientallen Ω (om de eventuele kortsluitstroom door flashover te begrenzen). Praktische waarde: 50 Ω
- de vermogendissipatie zal minstens gelijk zijn aan de dissipatie bij normale werking. Bij IHT = 1 A, $P = R \times I^2 = 50 \times 1 = 50$ W. Praktische waarde: 50 W.

Aflezing van VHT en IHT
De aanduiding van VHT en IHT gebeurt door middel van LCD-displays met het decimaalteken in kV (voor VHT) en A (voor IHT).
De uitlezing van VHT gebeurt met een 0-20 VDC LCD-display met notatieformaat 'nn.nn'. Zo zal een meetwaarde van 1,95 kVDC als 01.95 kVDC worden afgebeeld.

Pour mesurer la VHT, on placera (entre la sortie HT+ et la masse) une résistance de 100 MΩ, qui, sous une VHT de 3000 VDC, laissera passer un courant de mesure (Im) de 30 µA (Im = V/R = 3000 V / 100 MΩ = 30 µA). En pratique cette résistance de 100 MΩ sera constituée d'une série de résistances telles que:

9 résistances de 10 MΩ
1 résistance de 9 MΩ
1 résistance de 900 kΩ
1 résistance de 100 kΩ (précision de 1%)
1 potentiomètre de 0-100 kΩ

Le potentiomètre de 0-100 kΩ (qui est destiné à compenser les tolérances présentées par les résistances utilisées) est réglé pour que le Im soit de 30 µA et ce pour une VHT de 3000 VDC. La résistance qui permet de mesurer la VHT est la résistance de 100 kΩ (précision 1%) car la tension à ses bornes alimente l'afficheur LCD (0-20 VDC). En effet, pour une VHT de 3000 VDC, le Im est de 30 µA et la tension aux bornes de la résistance de 100 kΩ est de 100 kΩ x 30 µA = 3 VDC. En résumé, pour une VHT de 3000 VDC, l'afficheur mesure 3 VDC et affiche (selon le format d'affichage "nn.nn") une tension de 03.00KVDC.

On remarquera:

- que la résistance de 100 kΩ sera placée (pour des raisons évidentes de sécurité) du côté "froid" (ç-à-d. le plus loin possible de la sortie HT+)
- la présence d'une résistance de 1 Ω / 30 W (voir ci-après – l'affichage du IHT) dont la valeur est à négliger dans la mesure de la VHT
- que la puissance à dissiper des résistances utilisées est de peu d'importance car le Im est faible (pour VHT de 3000 VDC, le Im est de 30 µA) – pour une résistance de 10 MΩ, la puissance à dissiper sera de 9 mW ($P = R \times I^2 = 10M\Omega \times 30^2\ \mu A = 9\ mW$)

L'affichage du IHT se fait à partir d'un afficheur LCD (0-2 VDC) sous le format d'affichage "n.nnn" - par exemple 1,252 VDC mesuré sera affiché 1.252ADC. Pour mesurer le IHT, on placera (entre la sortie HT- et la masse) une résistance de 1 Ω (précision de 1%) dont la tension aux bornes alimentera l'afficheur LCD (0-2 VDC). En effet, on constatera qu'une résistance de 1 Ω traversée par un courant, présente à ses bornes une tension dont la valeur est celle du courant; la grandeur mesurée (en volts) et affichée correspond au courant qui traverse la résistance. Par exemple, si I = 1 A → U = R x I = 1 x 1 = 1V; si I = 2 A → U = R x I = 1 x 2 = 2 V; si I = 0,5 A → U = R x I = 1 x 0,5 = 0,5V.

La résistance de 1 Ω doit avoir une puissance à dissiper qui sera calculée en fonction du IHT maximum à considérer. Pour un IHT maximum de 2 A, la puissance à dissiper sera de 4 W ($P = R \times I^2 = 1 \times 2^2 = 4\ W$). En pratique, la résistance utilisée sera une résistance de 1 Ω / 30 W à 1% de précision.

On remarquera que la sortie HT- n'est pas directement reliée à la masse; elle est reliée à la cathode du tube testé.

Le chassis qui porte le tube GU74B
Le tube à régénérer et à tester (placé sur le "socket SK-1A") est continuellement ventilé et protégé contre les "flashovers" et ce grâce à 2 "tubes à gaz" (GTA=Gas Tube Arrestor); l'un (de 350 VDC) protège la grille de commande g1 et l'autre (de 400 VDC) protège la grille d'écran g2.

On remarquera la présence d'une résistance (de 10 Ω / 50 W dans le circuit de cathode) ainsi qu'un ensemble de résistances (1 kΩ, 50 kΩ, 100 kΩ dans le circuit d'anode) qui sont utilisées pendant les différentes phases de régénération du tube (voir antérieurement).

Les tensions d'alimentation (-Vg1, +Vg2 et VHT) sont appliquées simultanément par l'intermédiaire de l'interrupteur I2 qui commande 2 relais:

- un relais (Rg) dont les contacts NO (protégés par des MOV de 200 et de 369 VDC) alimentent les 2 grilles g1 et g2
- un relais (RTH) "haute tension" (relais KILOVAC HC-2 pour 8 kV - 25 A) dont le contact NO (protégé par une MOV 3 kVDC) alimente l'anode du tube

(à suivre)

VHT wordt gemeten via een 100 MΩ weerstand (tussen HT+ en massa). Bij 3000 VDC HT+ is de meetstroom (Im) 30 µA (Im = V/R = 3000 V / 100 MΩ = 30 µA).
In de praktijk wordt de 100 MΩ weerstand samengesteld uit diverse serieweerstanden, zoals:

9 x 10 MΩ
1 x 9 MΩ
1 x 900 kΩ
1 x 100 kΩ (1% nauwkeurig)
1 x 0-100 kΩ potentiometer

De 0-100 kΩ potentiometer (bedoeld om de diverse weerstandstoleranties te compenseren) wordt ingesteld voor Im = 30 µA bij 3000 VDC VHT. VHT wordt met het 0-20 VDC display gemeten over de 100 kΩ (1% nauwkeurige) weerstand.
Bij 3000 VDC VHT is Im 30 µA en de spanning over de 100 kΩ weerstand: 100 kΩ x 30 µA = 3 VDC.
Samengevat: bij 3000 VDC VHT meet het display 3 VDC, weergegeven als 03.00 kVDC.

Opmerkingen:

- om evidente veiligheidsredenen wordt de 100 kΩ weerstand aan het 'koude' einde geplaatst (zo ver mogelijk van de HT+ uitgang weg)
- de invloed van de 1 Ω / 30 W weerstand (zie verder: weergave van IHT) op de meting van VHT, is verwaarloosbaar
- het dissipatievermogen van de gebruikte weerstanden is van weinig belang, gezien de kleine waarde van Im (30 µA bij 3000 VDC). Voor een 10 MΩ weerstand is het dissipatievermogen 9 mW ($P = R \times I^2 = 10M\Omega \times 30^2\ \mu A = 9\ mW$)

De uitlezing van IHT verloopt via een LCD (0-2 VDC) display met 'n.nnn' als notatieformaat.
Een meetwaarde 1,252 VDC zal worden afgebeeld als 1.252ADC. Om IHT te kunnen meten wordt tussen de HT- uitgang en de massa een 1% precisieweerstand van 1 Ω geplaatst, waarvan de klemspanning de ingang van het display stuurt.
De spanning over een weerstand van 1 Ω heeft dezelfde waarde als de stroom door de weerstand. Bijvoorbeeld: als I = 1 A → U = R x I = 1 x 1 = 1V; als I = 2 A → U = R x I = 1 x 2 = 2 V; als I = 0,5 A → U = R x I = 1 x 0,5 = 0,5 V.

Het vermogen van de 1 Ω weerstand wordt berekend in functie van de maximum IHT. Voor een maximum IHT van 2 A, is het te dissiperen vermogen 4 W ($P = R \times I^2 = 1 \times 2^2 = 4\ W$). Praktisch gezien wordt een 1 Ω / 30 W met 1 % nauwkeurigheid ingeschakeld.

Merk op dat HT- niet rechtstreeks aan massa ligt, maar verbonden is met de kathode van de testbuis.

Het chassis voor de GU74B
De te regenereren en te testen buis (in een 'SK-1A voet' geplaatst) wordt permanent gekoeld en tegen vonkoverslag beveiligd door twee GTA (Gas Tube Arrestors); een 350 VDC GTA voor het gl-stuurrooster en een 400 VDC GTA voor het g2-schermrooster.

De 10 Ω / 50 W weerstand in de kathodekring en het geheel van weerstanden in de anodekring (1 kΩ, 50 kΩ, 100 kΩ) worden gebruikt tijdens de diverse regeneratiefasen (zoals eerder beschreven).

De voedingsspanningen (-Vg1, +Vg2 et VHT) worden simultaan aangelegd door middel van de schakelaar I2 die twee relais aanstuurt:

- een relais (Rg) waarvan de NO-contacten (beveiligd door MOV van 200 et 369 VDC) de g1 en g2 roosters voeden
- een 'hoogspanningsrelais' (RTH, KILOVAC HC-2 8 kV - 25 A) waarvan het NO-contact (beveiligd door een 3 kVDC MOV) de anode van de buis voedt.

(wordt vervolgd)

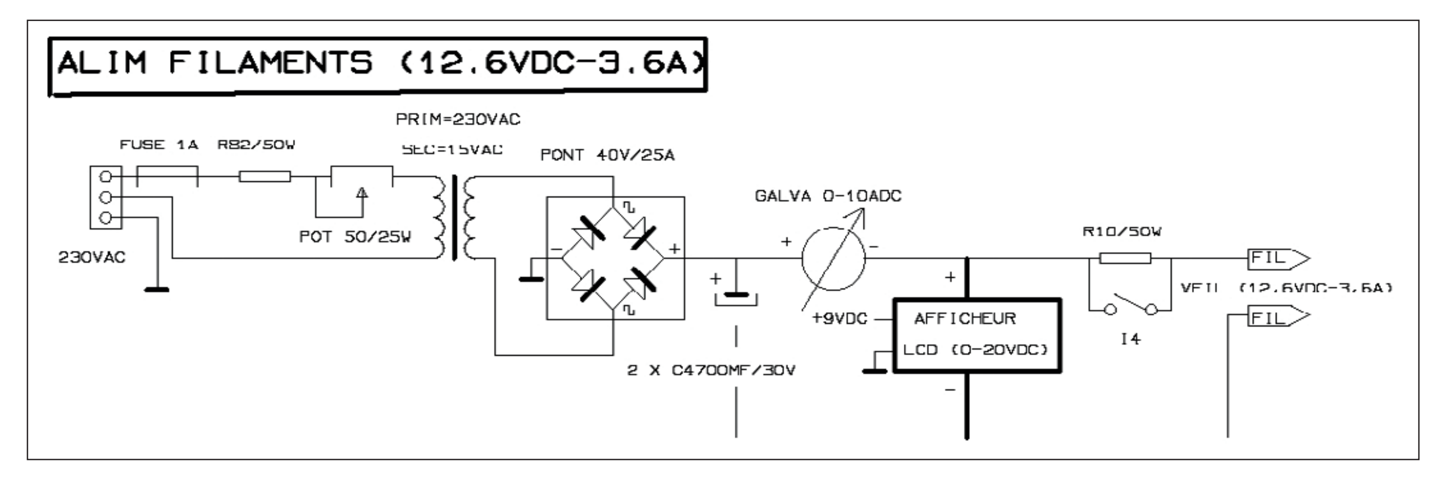
Studie en constructie van een toestel bestemd voor het testen, regenereren en matchen van hoogvermogenbuizen (GU74B-4XC800A)
Etude et construction d'un appareil destiné au test, reconditionnement (régénération) et à l'apparentement ("matched pair of tubes") des tubes électroniques de puissance (GU74B-4CX800A)

Door/par ON4LAJ - Vertaald door: ON5EX, ON4LP

Deel 5 / 5ième partie

De module 'gloeidraadvoeding'

Le circuit "alimentation du filament"



***Gloeidraadvoeding** / Alimentation du filament*

De gloeidraadvoeding maakt het mogelijk om een (gedurende lange tijd ongebruikte) buis te regenereren en ze vervolgens te testen.

De regeneratie van de buis (zoals hiervoor beschreven) bestaat vooreerst in het regenereren van de gloeidraad van de buis, gevolgd door het 'ontgassen' van de buis.

Ter herinnering: aanbevolen wordt om de gloeidraad te regenereren (door langzame verhitting tot de normale bedrijfstemperatuur) en de 'getter' te verhitten om de buis te ontgassen.
Om deze reden moet men over een 'gloeidraadvoeding' beschikken van 12,6 V – 3 A (wissel- of gelijkspanning) met regelbare spanning en secundaire stroombeperking bij het inschakelen van de voeding.
Opmerking: hier wordt de gloeidraad met gelijkspanning gevoed.

De voeding bestaat uit klassieke onderdelen: een transformator (230 VAC – 15 VAC – 8 A secundair), een bruggelijkrichter (40 V / 25 A), een afvlakfilter (2 condensatoren 4700 µF / 30 V in parallel), een LCD-display (0-20 VDC), een draaispoelmeter (0-10 ADC), een zekering (1 A), een weerstand van 10 Ω / 50 W et een combinatie van een weerstand van 82 Ω / 50W in serie met een draadgewonden potentiometer 0-50 Ω / 25 W (zie verder).

Berekening van de waarde van de afvlakcondensator
De toe te passen formule luidt als volgt (zie ook hiervoor):

C(µF)= 10 6 / (2 x √3 x Fr x Rl x Tripple)

Aangenomen:
- dubbele gelijkrichting en 50 Hz netfrequentie
  → Fr = 2 x 50=100
- een rimpelniveau van 3 % → Tripple= 0,03
- voeding van een belasting onder 12,6 VDC en 3,6A
  → Rl=12,6/3,6=3,33 Ω

Onder deze werkingsvoorwaarden is de te gebruiken capaciteit:
C(µF)=10^{6}/ (2 x 1,73 x 100 x 3,33 x 0,03)=10^{6}/34,3=29155 µF.
Ik heb dit beperkt tot 2 condensatoren van 4700 µF / 30 VDC (in parallel).

Le circuit "alimentation du filament" permet de réaliser, d'abord la régénération du tube (qui n'a plus été utilisé depuis longtemps), et ensuite le test du tube régénéré.
La régénération du tube (voir antérieurement) consiste, d'abord à régénérer le filament du tube, et ensuite à "dégazer" le tube.

On se rappellera qu'il est conseillé de régénérer le filament (en le chauffant lentement pour finalement l'amener à sa température normale de fonctionnement) et que le "getter" doit être chauffé pour "dégazer" le tube. Pour ce faire, il faut disposer d'une "alimentation du filament" qui est capable de fournir 12,6 V – 3,6 A (en alternatif ou en continu), qui est réglable en tension et qui permet de limiter le courant secondaire lors de l'enclenchement de l'alimentation. Remarque: l'alimentation du filament se fera en continu.

L'alimentation est construite à partir des composants classiques, à savoir, un transformateur (230 VAC – 15 VAC – 8 A au secondaire), un redresseur en pont (40 V / 25 A), un bloc de filtrage (2 condensateurs de 4700 µF / 30 V reliés en parallèle), un afficheur LCD (0-20 VDC), un galvanomètre analogique (0-10 ADC), un fusible (1A), une résistance de 10 Ω / 50 W et un ensemble formé par une résistance de 82 Ω / 50W en série avec un potentiomètre bobiné de 0-50 Ω / 25 W (voir ci-après).

Calcul de la valeur du condensateur de filtrage
La formule à utiliser (voir antérieurement) est

C(µF)= 10 6 / (2 x √3 x Fr x Rl x Tripple)

Considérons:
- un redressement "double alternance" à la "fréquence secteur" de 50 Hz → Fr = 2 x 50=100
- un taux de "ripple" de 3 % → Tripple= 0,03
- l'alimentation d'une charge sous 12,6 VDC et 3,6 A
  → Rl=12,6/3,6=3,33 Ω

Dans ces conditions de fonctionnement, la capacité à utiliser serait de:
C(µF)=10^{6}/ (2 x 1,73 x 100 x 3,33 x 0,03)=10^{6}/34,3=29155 µF. Personnellement, je me suis limité à utiliser 2 condensateurs de 4700 µF / 30 VDC (reliés en parallèle).

Berekening van de stroomwaarde voor de zekering
In normaal bedrijf bedraagt het vermogen aan de secundaire 46 W (P=U x I=12,6 x 3,6=45,36 W = 46 W) en mag men ervan uitgaan (bij 100 % rendement) dat de primaire een vermogen van 46 W bij 230 VAC moet kunnen leveren, m.a.w. een primaire stroom van 200 mA (P=U x I → I=P/U=46/230=0,2 A). Verliezen inachtgenomen, ramen we de primaire stroom op 300 mA en wordt de stroomwaarde van de zekering 1 A.

Functie van de 10 Ω / 50 W weerstand
De 10 Ω / 50 W weerstand (in serie met de uitgang van de voeding) voorkomt een te hoge belasting van de gloeidraad (die lange tijd niet is gebruikt). In koude toestand is de gloeidraadweerstand ongeveer 1,7 Ω. Als men een spanning van 12,6 VDC aanlegt, is de ogenblikkelijke stroom 7,4 ADC (I=U/R=12,6/1,7=7,4 ADC) in de plaats van de typische 3,6 ADC bij normale werking.

De 10 Ω / 50 W weerstand beperkt de stroom tot 1,1 ADC (I=U/R=12,6/(10+1,7)=1,1 ADC) waardoor de gloeidraad langzaam kan opwarmen. Met schakelaar I4 kan men deze weerstand handmatig kortsluiten. Het dissipatievermogen van de weerstand zal ongeveer 12 W bedragen ($P=RI^2=10 \times (1,1)^2=12,1$ W).
Het gekozen vermogen is 50 W.

Functie van de 82 Ω / 50 W weerstand in serie met de 0-50 Ω / 25 W draadgewonden potentiometer
Om (tijdens het regenereren van de gloeidraad) de spanning regelbaar te maken, wordt een vaste weerstand (82 Ω / 50 W) in serie geplaatst met een draadgewonden potentiometer (0-50 Ω / 25 W); het regelbereik loopt van 12 VDC tot 13,4 VDC.

Voor een groter regelbereik moet de vaste 82 Ω weerstand door een hogere waarde worden vervangen.

Schatting van het dissipatievermogen van de 2 weerstanden
Bij een primaire stroom van 300 mA (in normaal bedrijf – zie hiervoor) bedraagt het dissipatievermogen van de 82 Ω weerstand 7,38 W ($P=R \times I^2=82 \times (0,3)^2=7,38$ W).
Er wordt gekozen voor 50 W.
Het dissipatievermogen van de 50 Ω draadgewonden potentiometer is 4,5 W ($P=R \times I^2=50 \times (0,3)^2=4,5$ W).
Er wordt gekozen voor 25 W.

De voedingsschakeling voor het g2 schermrooster

De g2 schermroostervoeding levert de verschillende schermroosterspanningen, vereist om de buis te regenereren (zie hiervoor). In de praktijk komt dit neer op een 0-370 VDC regelbare gelijkspanning.

De voeding bestaat uit klassieke onderdelen, namelijk: een transformator (230 VAC primaire, 260 VAC secundaire), een bruggelijkrichter (400 VDC 2 A), een condensator (100 µF / 450 VDC), twee draaispoelmeters

Calcul du gabarit à donner au fusible
En fonctionnement normal, la puissance au secondaire étant de 46 W (P=U x I=12,6 x 3,6=45,36 W = 46 W), on peut estimer (si on considère un rendement de 100%) que le primaire doit présenter une puissance de 46 W sous 230VAC c-à-d. un courant primaire de 200 mA (P=U x I → I=P/U=46/230=0,2 A). Compte tenu des pertes, le courant primaire sera estimé à 300 mA et le fusible utilisé aura un gabarit de 1 A.

Rôle joué par la résistance de 10 Ω / 50 W
La résistance de 10 Ω / 50 W (placée en série dans la sortie de l'alimentation) permet d'éviter de "stresser" le filament (qui n'a plus été utilisé depuis longtemps). En effet, la résistance à froid du filament étant de l'ordre de 1,7Ω, on constate que si on applique une tension de 12,6 VDC, le courant instantané sera de 7,4 ADC (I=U/R=12,6/1,7=7,4 ADC) au lieu des 3,6 ADC qui sont caractéristiques d'un fonctionnement normal.

Cette résistance de 10 Ω / 50 W limite le courant de chauffage à 1,1 ADC (I=U/R=12,6/(10+1,7)=1,1 ADC) ce qui permet de chauffer lentement le filament. L'interrupteur I4 permet (manuellement) de court-circuiter cette résistance. La puissance à dissiper par cette résistance sera de l'ordre de 12 W ($P=RI^2=10 \times (1,1)^2=12,1$ W).
La puissance choisie sera de 50 W.

Rôle joué par l'ensemble formé par la résistance de 82 Ω / 50 W en série avec le potentiomètre bobiné de 0-50 Ω / 25 W
Pour permettre un réglage de la tension à appliquer au filament (lors de la régénération du filament), on utilise un ensemble formé par une résistance fixe (82 Ω / 50 W) et d'un potentiomètre bobiné (0-50 Ω / 25 W); ceci permettant d'exploiter en sortie une plage de tension de l'ordre de 12 VDC à 13,4 VDC.

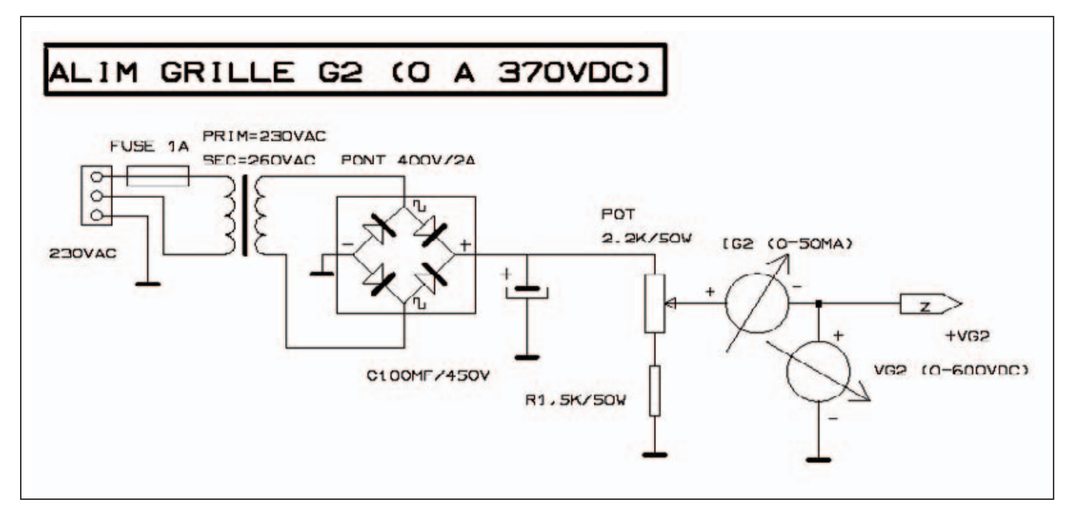
On remarquera que pour exploiter une plage plus large (par exemple de quelques volts à …) il faut remplacer la résistance de 82 Ω par une résistance de plus grande valeur ohmique.

Estimation de la puissance à dissiper par les 2 résistances
Pour un courant primaire de 300 mA (en fonctionnement normal – voir ci-avant), la puissance à dissiper par la résistance de 82 Ω est de 7,38 W ($P=R \times I^2=82 \times (0,3)^2=7,38$ W). La puissance choisie sera de 50 W. Le potentiomètre bobiné de 50 Ω est de 4,5 W ($P=R \times I^2=50 \times (0,3)^2=4,5$ W). La puissance choisie sera de 25 W.

Le circuit "alimentation de la grille écran g2"

Le circuit "alimentation de la grille écran g2" fournit les différentes tensions de grille d'écran nécessaires à la régénération du tube (voir antérieurement); en fait, cette alimentation fournit une tension continue que l'on peut faire varier de 0 à 370 VDC.

L'alimentation est construite à partir des composants classiques, à savoir, un transformateur (primaire de 230 VAC, secondaire de 260 VAC), un pont redresseur (400 VDC 2 A), un condensateur (100 µF / 450



g2 schermroostervoeding
Alimentation de la grille d'ecran g2

(0-50 mA en 0-600 VDC) en een variabele weerstand samengesteld uit een vaste weerstand (1,5 kΩ / 50 W) en een potentiometer (0-2,2 kΩ / 50 W).

Berekening van het regelbereik van de spanningen voor het schermrooster g2
We beschouwen de veranderlijke weerstand (gevormd door de 1,5 kΩ / 50 W vaste weerstand en de 0-2,2 kΩ / 50 W potentiometer) als een eenvoudige spanningsdeler (we gaan ervan uit dat de regeneratie van de buis plaatsvindt zonder schermroosterstroom Ig2).

De uitgangsspanning van de transformator (260 VAC) bedraagt (na dubbele gelijkrichting en afvlakking door de condensator) 367 VDC (260V x 1,41=367 VDC).
Door de spanningsdeler loopt een stroom van ca. 120 mA: I=U/R=367 VDC / (2,2 kΩ +1,5 kΩ) = 367 VDC/3,7 kΩ =0,1 A; om veiligheidsoverwegingen passen we 120 mA toe, rekening houdend met een toevallige schermroosterstroom van 20 mA.

Het spanningsbereik van de schermroosterspanningen is dan 150 VDC tot 370 VDC. Inderdaad: met de potentiometer in de kleinst stand → Vg2min=R x I=1,5 kΩ x 0,1=150 VDC; met de potentiometer in de maximumstand → Vg2max=R x I=3,7 kΩ x 0,1=370 VDC.

Berekening van het dissipatievermogen van de 2 weerstanden
We kiezen een waarde van 50 W:
- voor de 1,5 kΩ weerstand → P=R x I^2=1,5 kΩ x $(120\ mA)^2$=21,6 W
- voor de 2,2 kΩ potentiometer
  → P=R x I^2=2,2 kΩ x $(120\ mA)^2$=31,7 W

Berekening van de waarde van de afvlakcondensator
De formule luidt (zie hiervoor):

C(µF)= 10^6 / (2 x √3 x Fr x Rl x Tripple)

Aangenomen:
- dubbele gelijkrichting bij 50 Hz netfrequentie
  → Fr = 2 x 50=100
- een rimpelniveau van 3 % → Tripple=0,03
- voeding van een belasting bij 367 VDC et 120 mA
  → Rl=367/0,12=3058 Ω

Onder deze werrkingsvoorwaarden is de te gebruiken capaciteit: C(µF)=10^6/ (2 x 1,73 x 100 x 3058 x 0,03)=10^6/31742=31,5 µF. De gekozen condensator is een 100 µF / 450 VDC condensator.

Berekening van de stroomwaarde voor de zekering
Het vermogenverbruik van de secundaire is 44 W (P=U x I=367 VDC x 120 mA=44 W). Men kan (bij 100 % rendement) het stroomverbruik van de primaire schatten op 200 mA (Iprimaire=P/U=44/230=0,2 A). We kiezen een 1 A zekering.

VDC), deux galvanomètres (0-50 mA et 0-600 VDC) et une résistance variable formée à partir d'une résistance fixe (1,5 kΩ / 50 W) et d'un potentiomètre (0-2,2 kΩ / 50W).

Calcul de la plage des tensions applicables à la grille écran g2
On considère que la résistance variable (formée à partir de la résistance fixe de 1,5 kΩ / 50 W et du potentiomètre 0-2,2 kΩ / 50 W) est un simple pont diviseur de tension (on considère que la régénération du tube se fait sans l'apparition d'un courant de grille d'écran Ig2).

Sachant que la tension de sortie du transformateur (260 VAC) nous donne (après redressement double alternance et filtrage par le condensateur) une tension continue de 367 VDC (260V x 1,41=367 VDC), on constate que le pont diviseur de tension est traversé par un courant de l'ordre de 120 mA: I=U/R=367 VDC / (2,2 kΩ +1,5 kΩ) = 367 VDC/3,7 kΩ =0,1 A; par sécurité on utilisera 120 mA si on considère un courant de grille écran accidentel de 20 mA.

La plage des tensions applicables à la grille écran va de 150 VDC à 370 VDC. En effet, si le potentiomètre est au minimum → Vg2min=R x I=1,5 kΩ x 0,1=150 VDC; si le potentiomètre est au maximum → Vg2max=R x I=3,7 kΩ x 0,1=370 VDC.

Calcul des puissances à dissiper par les 2 résistances
On choisira une puissance de 50W car:
- pour la résistance de 1,5 kΩ → P=R x I^2=1,5 kΩ x $(120\ mA)^2$=21,6 W
- pour le potentiomètre de 2,2 kΩ
  → P=R x I^2=2,2 kΩ x $(120\ mA)^2$=31,7 W

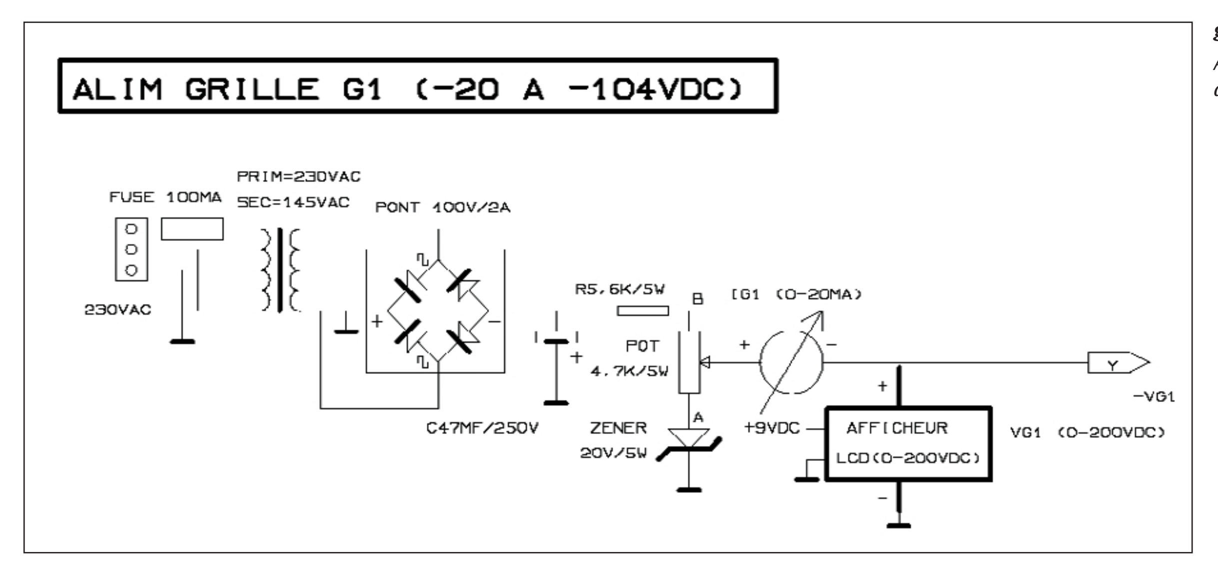
Calcul de la valeur du condensateur de filtrage
La formule à utiliser (voir antérieurement) est

C(µF)= 10^6 / (2 x √3 x Fr x Rl x Tripple)

Considérons:
- un redressement "double alternance" à la "fréquence secteur" de
  50 Hz → Fr = 2 x 50=100
- un taux de "ripple" de 3 % → Tripple=0,03
- l'alimentation d'une charge sous 367 VDC et 120 mA
  → Rl=367/0,12=3058 Ω

Dans ces conditions de fonctionnement, la capacité à utiliser sera de: C(µF)=10^6/ (2 x 1,73 x 100 x 3058 x 0,03)=10^6/31742=31,5 µF. Le condensateur choisi sera de 100 µF / 450VDC.

Calcul du gabarit du fusible
La puissance consommée par le secondaire étant de 44 W (P=U x I=367 VDC x 120 mA=44 W), on peut estimer (si on considère un rendement de 100%) que le courant consommé par le primaire est de 200 mA (Iprimaire=P/U=44/230=0,2 A). Le gabarit du fusible choisi sera de 1 A.



g1 stuurroostervoeding

Alimentation de la grille de commande g1

Le circuit "alimentation de la grille de commande g1"

De g1 stuurroostervoeding levert de verschillende spanningen Vg1 die enerzijds vereist zijn om de buis te regenereren (zie hiervoor) en anderzijds toelaten om aan de hand van Ia en Vg1 de Iaf(Vg1)-curve te registreren (cfr. het hoofdstuk m.b.t. 'matched GU74B pairs'). In de praktijk levert deze voeding een regelbare gelijkspanning van -20 tot -104 VDC.

De voeding bestaat uit klassieke onderdelen: een transformator (primaire 230 VAC, secundaire 145 VAC), een bruggelijkrichter (400 VDC - 2A), een condensator (47 µF / 250 VDC), een draaispoelmeter (0-20 mA), een LCD-display (0-200 VDC), een zenerdiode (20 V / 5W) en een regelbare weerstand (samengesteld uit een vaste weerstand en een potentiometer).

Berekening van het regelbereikalcul van de spaningen die aan het stuurrooster g1 worden aangelegd
De zenerdiode (20 V / 5 W) legt de minimumspanning vast op -20 VDC (om te vermijden dat de anodestroom Ia ontoelaatbare waarden voor de buis zou overschrijden).

We beschouwen de regelbare weerstand (samengesteld uit de vaste 5,6 kΩ / 5 W weerstand en de 0-4,7 kΩ / 4 W potentiometer) als een eenvoudige spanningsdeler (we gaan ervan uit dat de regeneratie van de buis plaatsvindt zonder stuurrooster Ig1). De uitgangsspanning van de transformator (145 VAC) levert (na dubbele gelijkrichting en afvlakking via de condensator) een gelijkspanning op van 205 VDC (145 V x 1,41= 205 VDC). De stroom door de spanningsdeler bedraagt 18 mA (I=U/R=(205-20) VDC / (5,6 kΩ +4.7 kΩ)=185 VDC/10,3 kΩ =18 mA).

Het spanningsbereik aan het stuurrooster loopt van -20 VDC tot -104 VDC. Inderdaad:
- in punt A → Vg1min=-20 VDC
- in punt B → Vg1max=-20-(4,7 kΩ x 0,018)=-20-84.6=-104,6 VDC

Berekening van het dissipatievermogen van de 2 weerstanden en de zenerdiode
De keuze is 5W om de volgende redenen:
- voor de 5,6 kΩ weerstand geldt
  → $P=R \times I^2=5{,}6\ k\Omega \times (18\ mA)^2=1{,}81\ W$
- voor de 4,7 kΩ potentiometer geldt
  → $P=R \times I^2=4{,}7\ k\Omega \times (18\ mA)^2=1{,}5\ W$
- voor de zenerdiode geldt → P=U x I=20 VDC x 18 mA=0,36 W

Berekening van de waarde van de afvlakcondensator
De toe te passen formule luidt (zie hiervoor):

$$C(\mu F)= 10^6 / (2 \times \sqrt{3} \times Fr \times Rl \times Tripple)$$

Stel:
- dubbele gelijkrichting bij 50 Hz netfrequentie → Fr = 2 x 50=100
- 3 % rimpelniveau → Tripple=0,03
- voeding van een belasting onder 205 VDC en 18 mA → Rl=205/0,018=11389 Ω

Onder deze werkingsvoorwaarden bedraagt de waarde van de condensator: $C(\mu F)=10^6/ (2 \times 1{,}73 \times 100 \times 11389 \times 0{,}03)=10^6/118218=8{,}5\ \mu F$. De gekozen condensator wordt 47 µF / 250 VDC.

Berekening van de stroomwaarde van de zekering
Het vermogenverbruik van de secundaire is 3,7 W (P=U x I=205 VDC x 18 mA=3,7 W).
Men kan (bij 100 % rendement) het stroomverbruik door de primaire schatten op 16 mA (Iprimaire=P/U=3,7/230=0,016=16 mA). De gekozen stroomwaarde voor de zekering: 100 mA.

Hier eindigt het artikel. Voor eventuele vragen of opmerkingen ben ik bereikbaar via on4laj@uba.be, on4laj@qsl.net of roger.capouillez@skynet.be.

73 de ON4LAJ (section MNS)

Le circuit "alimentation de la grille de commande g1"

Le circuit "alimentation de la grille de commande g1" fournit les différentes tensions Vg1 qui sont nécessaires, d'une part, à la régénération du tube (voir antérieurement) et, d'autre part, au relevé des Ia et Vg1 qui serviront au traçage de la courbe Iaf(Vg1) (voir la constitution de "matched pairs of GU74B"). En fait, cette alimentation fournit une tension continue que l'on peut faire varier de -20 à -104 VDC.

L'alimentation est construite à partir des composants classiques, à savoir, un transformateur (primaire de 230 VAC- secondaire de 145 VAC), un pont redresseur (400 VDC - 2A), un condensateur (47 µF / 250 VDC), un galvanomètre (0-20 mA), un afficheur LCD (0-200 VDC), une diode Zener (20 V / 5W) et une résistance variable (formée à partir d'une résistance fixe et d'un potentiomètre).

Calcul de la plage des tensions applicables à la grille de commande g1
La diode Zener (20 V / 5 W) fixe le potentiel minimum à -20 VDC (ceci pour éviter que le courant d'anode Ia n'atteigne des valeurs dangereuses pour le tube).

On considère que la résistance variable (formée à partir de la résistance fixe de 5,6 kΩ / 5 W et du potentiomètre 0-4,7 kΩ / 4 W) est un simple pont diviseur de tension (on considère que la régénération du tube se fait sans l'apparition d'un courant de grille de commande Ig1). Sachant que la tension de sortie du transformateur (145 VAC) nous donne (après redressement double alternance et filtrage par le condensateur) une tension continue de 205 VDC (145 V x 1,41= 205 VDC), on constate que le pont diviseur de tension est traversé par un courant de 18 mA (I=U/R=(205-20) VDC / (5,6 kΩ +4,7 kΩ)=185 VDC/10,3 kΩ =18 mA).

La plage des tensions applicables à la grille de commande va de -20 VDC à -104 VDC. En effet:
- en A → Vg1min=-20 VDC
- en B → Vg1max=-20-(4,7 kΩ x 0,018)=-20-84.6=-104,6 VDC

Calcul des puissances à dissiper par les 2 résistances et la diode Zener
On choisira une puissance de 5W car:
- pour la résistance de 5,6 kΩ
  → $P=R \times I^2=5{,}6\ k\Omega \times (18\ mA)^2=1{,}81\ W$
- pour le potentiomètre de 4,7 kΩ
  → $P=R \times I^2=4{,}7\ k\Omega \times (18\ mA)^2=1{,}5\ W$
- pour la diode Zener → P=U x I=20 VDC x 18 mA=0,36 W

Calcul de la valeur du condensateur de filtrage
La formule à utiliser (voir antérieurement) est

$$C(\mu F)= 10^6 / (2 \times \sqrt{3} \times Fr \times Rl \times Tripple)$$

Considérons:
- un redressement "double alternance" à la "fréquence secteur" de 50 Hz → Fr = 2 x 50=100
- un taux de "ripple" de 3 % → Tripple=0,03
- l'alimentation d'une charge sous 205 VDC et 18 mA → Rl=205/0,018=11389 Ω

Dans ces conditions de fonctionnement, la capacité à utiliser sera de: $C(\mu F)=10^6/ (2 \times 1{,}73 \times 100 \times 11389 \times 0{,}03)=10^6/118218=8{,}5\ \mu F$. Le condensateur choisi sera de 47 µF / 250 VDC.

Calcul du gabarit du fusible
La puissance consommée par le secondaire étant de 3,7 W (P=U x I=205 VDC x 18 mA=3,7 W), on peut estimer (si on considère un rendement de 100%) que le courant consommé par le primaire est de 16 mA (Iprimaire=P/U=3,7/230=0,016=16 mA). Le gabarit du fusible choisi sera de 100 mA.

Ici se termine l'article. Pour tous commentaires et/ou remarques diverses, vous pouvez me contacter via on4laj@uba.be ou on4laj@qsl.net ou roger.capouillez@skynet.be.

73 QRO de ON4LAJ (section MNS)

Etude et construction d’un appareil destiné au test, reconditionnement et à l’apparentement des tubes GU74B-4CX800A

Dans le CQ-QSO du 05/06-2010, page 16, une erreur de schéma n’a pas échappé à l’OM ON5WF (Alain, section MNS). En effet, la diode zener (dans le circuit de temporisation) a été dessinée à l’envers. Pour corriger cette erreur de schéma, il faut relier l’anode de la zener à la base du transistor et relier la cathode de la zener au potentiomètre de 30k.

Studie en constructie van een toestel bestemd voor het testen en regenereren en matchen van hoogvermogenbuizen GU74B-4CX800A

Een schemafout in CQ-QSO 05/06-2010, bladzijde 16, ontsnapte niet aan de aandacht van Alain ON5WF (sectie MNS). De zenerdiode in de tijdschakeling staat omgekeerd afgebeeld. De anode van de zener moet aan de basis van de transistor gelegd worden en de kathode aan de 30k potentiometer.